

Interleaved Frequency-Division Multiple-Access

**Systembeschreibung sowie Analyse und Optimierung
des Übertragungsverhaltens im Mobilfunkkanal**

Isabella De Broeck

D 17

Darmstädter Dissertation

2004

Interleaved Frequency-Division Multiple-Access

Systembeschreibung sowie Analyse und Optimierung
des Übertragungsverhaltens im Mobilfunkkanal

Vom Fachbereich
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Darmstadt
zur Erlangung des akademischen Grades
einer Doktor-Ingenieurin (Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation von

Dipl.-Ing. Isabella De Broeck
geb. in Darmstadt

Referent:	Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. W. Zschunke
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. M. Bossert
Eingereicht am:	23. Oktober 2003
Mündliche Prüfung am:	9. Januar 2004

D 17
Darmstädter Dissertation
2004

Kostenlos zu beziehen als PDF-File über
EPDA (Elektronische Publikationen der TU Darmstadt)
Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
<http://elib.tu-darmstadt.de>
oder
Recherche bei der Deutschen Bibliothek Frankfurt am Main
<http://dbf-opac.ddb.de>

Kurzfassung

In dieser Arbeit wird Interleaved Frequency-Division Multiple-Access (IFDMA) vorgestellt, ein breitbandiges orthogonales Vielfachzugriffsverfahren, das sich besonders für den Einsatz in der Mobilkommunikation eignet. IFDMA besitzt entscheidende Vorteile gegenüber anderen breitbandigen Vielfachzugriffsverfahren für den Mobilfunk. Der Gewinn durch Frequenz-Diversity und die Vermeidung von Vielfachzugriffsinterferenzen sind die bedeutendsten Vorteile. Das Sendesignal wird mit mehreren Trägerfrequenzen übertragen, die äquidistant über die gesamte Bandbreite verteilt sind. Dadurch wird in frequenzselektiven Mobilfunkkanälen ein Gewinn durch Frequenz-Diversity erzielt. Zudem sind die Trägerfrequenzen der verschiedenen Nutzersignale zueinander orthogonal. Diese Orthogonalität bleibt auch bei der Übertragung über zeitdispersive Mobilfunkkanäle erhalten. Weitere Vorteile sind die kontinuierliche Übertragung mit konstanter Einhüllenden und die Vermeidung von “worst-case”-Interferenzen aus Nachbarzellen. Zudem ist IFDMA sowohl für den Downlink, als auch für den Uplink einsetzbar. Ausführliche mathematische Darstellung und Untersuchung der Leistungsfähigkeit von IFDMA bilden den ersten Schwerpunkt der Arbeit.

Die IFDMA-Übertragung über den Mobilfunkkanal wird durch Symbolinterferenzen beeinträchtigt. Deren Störeinflüsse können am Empfänger durch den Einsatz von Entzerrern deutlich reduziert werden. An bekannten Standardverfahren werden hierzu zum einen die optimale Maximum-Likelihood (ML) Detektion und zum anderen der suboptimale Decision-Feedback-Equalizer (DFE) untersucht. Simulationen zeigen, dass die IFDMA-Übertragung mit ML-Detektion eine bessere Leistungsfähigkeit als Multi-Carrier Code-Division Multiple-Access (MC-CDMA) mit vergleichbaren Parametern und ähnlicher Empfängerkomplexität aufweist. Neben den Standardverfahren zur Entzerrung wird ein neues Verfahren vorgestellt und ausführlich untersucht, das Kanalschätzung und Entzerrung gemeinsam ausführt. Bei dieser kombinierten Kanalschätzung und Entzerrung wird die durch eine Trainingssequenz ermittelte Kanalschätzung mit jedem nachfolgenden Empfangssymbol kontinuierlich angepasst. Hierzu wird die Tatsache ausgenutzt, dass jedes Empfangssymbol Information über den Kanal enthält. Mit diesem kombinierten Verfahren kann im Vergleich zur getrennten Kanalschätzung und Entzerrung die Leistungsfähigkeit des Übertragungssystems verbessert und/oder die Redundanz für die Kanalschätzung verkleinert und/oder die Entzerrerkomplexität reduziert werden. Dieses Verfahren kann nicht nur für IFDMA sondern ebenso bei anderen Systemen mit Symbolinterferenzen und “a priori” unbekannten Kanalparametern eingesetzt werden. Die kombinierte Kanalschätzung und Entzerrung stellt den zweiten Schwerpunkt dieser Arbeit dar und wird ausführlich mathematisch beschrieben sowie beispielhaft für das IFDMA-System untersucht.

Abstract

In this thesis, Interleaved Frequency-Division Multiple-Access (IFDMA) - an orthogonal wideband multiple-access system - is introduced which is especially suitable for mobile radio applications. Compared to other wideband multiple-access systems, IFDMA shows some interesting advantages. The two most important advantages are the realization of frequency diversity and the avoidance of multiple-access interference. The IFDMA transmission signal of a single user utilizes a group of subcarriers for transmission which are equally distributed over the whole transmission bandwidth. Thus, frequency diversity is achieved with IFDMA in the case of a transmission over a frequency-selective mobile radio channel. Since each user applies another group of subcarriers for transmission, an orthogonal frequency-division multiple-access scheme is realized. Moreover, the orthogonality is maintained even for IFDMA transmission in a time-dispersive mobile radio channel. Additional advantages of IFDMA are continuous transmission, constant envelope transmission, applicability to both downlink and uplink, and avoidance of “worst-case” interference from neighboring cells in the case of a cellular mobile radio scenario. A detailed mathematical description as well as a profound performance investigation of IFDMA is one of the main contributions of this thesis.

IFDMA for mobile radio applications is impaired by intersymbol interference. However, the performance loss due to intersymbol interference can be easily reduced by applying standard equalization techniques at the receiver, like Maximum Likelihood (ML) equalization or the suboptimum Decision Feedback Equalization (DFE). These both standard techniques are considered for equalization within IFDMA. Simulations show that IFDMA with ML equalization outperforms Multi-Carrier Code-Division Multiple-Access (MC-CDMA) with comparable parameter choice and receiver complexity. Besides these standard techniques, a new equalization scheme is proposed and investigated in detail which performs channel estimation and equalization jointly. Taking into account the currently received transmission symbol this joint channel estimation and equalization continuously adapts the channel estimation using the fact that each received transmission symbol carries information about the transmission channel. Joint channel estimation and equalization is capable of improving the performance of IFDMA and/or reducing the required redundancy for channel estimation and/or reducing the receiver complexity compared to the standard techniques where channel estimation and equalization is done separately. This new equalization scheme is not only applicable to IFDMA, but also to any other transmission system with intersymbol interference and “a priori” unknown channel parameters. Joint channel estimation and equalization forms the other main part of this thesis and is described in detail mathematically as well as investigated exemplarily for IFDMA.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Nachrichtentechnik der Technischen Universität Darmstadt.

Ganz besonders dankbar bin ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Bernhard Dorsch nicht nur für seine wissenschaftliche Förderung, sondern auch für seine menschliche Führung während dieser Zeit. Die von ihm geschaffene Arbeitsatmosphäre erwies sich als äußerst fruchtbar und motivierend.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Willmut Zschunke gebührt mein Dank für die Übernahme des Referats und für seine Hilfe, um diese Arbeit zu Ende zu führen.

Sehr gefreut hat mich die Bereitschaft von Prof. Dr.-Ing. Martin Bossert für die Übernahme des Korreferats. Für seine Unterstützung und Interesse an der Arbeit bin ich ihm sehr dankbar.

Meinem ehemaligen Kollegen Herrn Prof. Dr.-Ing. Ulrich Sorger danke ich ganz besonders für seine wissenschaftliche Unterstützung bei dieser Arbeit. Ohne seine Ideen und Anregungen wäre diese Arbeit nicht in dieser Form zustande gekommen.

Darüber hinaus schulde ich Herrn Dr.-Ing. Michael Schnell einen ganz besonderen Dank. Seine stete Bereitschaft der Unterstützung und Zusammenarbeit trugen wesentlich zum Gelingen der Arbeit bei. Ebenso übernahm er die mühevollen Aufgabe des Korrekturlesens.

Nicht zuletzt möchte ich allen meinen ehemaligen Kolleginnen und Kollegen des Instituts Dank sagen für die konstruktive Zusammenarbeit, ihre kollegiale Hilfe und die angenehme Arbeitsatmosphäre.

Ebenso danke ich den Studenten, die im Rahmen von Studien- und Diplomarbeiten Beiträge zu dieser Arbeit geleistet haben, für Ihren Einsatz und Ihre Sorgfalt.

Abschließend danke ich meiner Familie, die ihren Beitrag zum Gelingen beigetragen haben.

Mühltal, im Juli 2004

Isabella De Broeck

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Übertragungsmodell	5
3	Mobilfunkkanal	8
3.1	Zellularer Netzaufbau	8
3.2	Eigenschaften des Mobilfunkkanals	10
3.3	Mathematische Eigenschaften des Mobilfunkkanals	12
3.4	Kanalmodell	14
3.4.1	Zeitdiskretes Kanalmodell	15
3.4.2	Simulationsmodell	18
4	Vielfachzugriffsverfahren	20
4.1	Frequenzmultiplex (FDMA)	22
4.2	Zeitmultiplex (TDMA)	23
4.3	Codemultiplex (CDMA)	24
4.3.1	Direct-Sequence CDMA	25
4.3.2	Multi-Carrier CDMA	26
4.4	Interleaved FDMA (IFDMA)	27
5	Systembeschreibung	29
5.1	Grundprinzip	29
5.2	Beschreibung im Zeitbereich	32
5.3	Beschreibung im Frequenzbereich	34

5.4	IFDMA-Demodulation	37
5.5	Beweis der Orthogonalität	38
5.6	Modifizierte Demodulation	39
5.7	Detektion	41
5.8	Vermeidung der “worst-case”-Interzell-Interferenz	41
5.9	Zusammenstellung der Eigenschaften	44
6	IFDMA-Übertragung	46
6.1	Übertragungsaspekte und Simulationsparameter	46
6.2	Matched-Filter-Bounds für die Mobilfunkübertragung	48
6.3	Optimale und suboptimale Entzerrung	52
6.3.1	Maximum-Likelihood (ML) Detektion	52
6.3.2	Decision-Feedback-Equalizer (DFE)	54
7	Kombinierte Kanalschätzung und Entzerrung	60
7.1	Kanalschätzung	61
7.2	Entzerrung mit kontinuierlich angepasster Kanalschätzung	62
7.2.1	Grundprinzip	62
7.2.2	Herleitung der rekursiven Pfadmetrik	65
7.3	Erweiterte Pfadmetrik	71
7.3.1	Grundprinzip	71
7.3.2	Herleitung der erweiterten Pfadmetrik	74
7.4	Initialisierung	76
7.4.1	Standardverfahren	76
7.4.2	Übernahme der Kanalkoeffizienten vom vorherigen Block	77
7.5	Simulationsergebnisse	78
8	Zusammenfassung	84
A	Spezifikation der GSM-Testkanäle	87

B	Abkürzungen und Formelzeichen	91
B.1	Abkürzungen	91
B.2	Notationen, Operatoren	92
B.3	Lateinische Formelzeichen	93
B.4	Griechische Formelzeichen	96
	Literaturverzeichnis	97

Kapitel 1

Einleitung

Anfang der 90er Jahre setzte mit der Einführung der GSM-Netze (“Global System for Mobile Communications”) eine stürmische Entwicklung der Mobilkommunikation ein. Das jüngste Ergebnis dieser Entwicklung ist der neue Mobilfunkstandard UMTS (“Universal Mobile Telecommunication System”), der seit kurzem eine weit über die GSM-Dienste hinausgehende Multimediakommunikation ermöglicht. Und die Entwicklung geht weiter. Die nächste Generation der Mobilfunksysteme mit extrem hohen Datenraten, höherer Mobilität und der Integration von WLANs (“Wireless Local Area Networks”) ist bereits in Planung. Zudem sind weitere Einsatzgebiete der Mobilkommunikation, wie beispielsweise WLANs und Bluetooth, verstärkt im Kommen. Ein Ende dieser rasanten Entwicklung ist bei weitem nicht abzusehen.

Viele Probleme beim Entwurf von Mobilfunksystemen liegen in den spezifischen Eigenschaften des Mobilfunkkanals begründet, der sehr ungünstige Übertragungseigenschaften aufweist. Eine wichtige Aufgabe beim Entwurf ist die Zugriffsregelung mehrerer Teilnehmer auf den Übertragungskanal. Vielfachzugriffsverfahren sollen die zur Verfügung stehende Bandbreite möglichst effizient nutzen, damit eine möglichst große Anzahl gleichzeitig aktiver Teilnehmer in bestmöglicher Qualität mit möglichst hoher Datenrate übertragen kann. Aufgrund der spezifischen Übertragungseigenschaften des Mobilfunkkanals ist es vorteilhaft, breitbandige Vielfachzugriffssysteme einzusetzen, um Mehrwegegewinn durch Frequenz-Diversity zu erlangen. Zeitvielfachzugriff (“Time-Division Multiple-Access”, TDMA), Codevielfachzugriff (“Code-Division Multiple-Access”, CDMA) und Mehrträger-Codevielfachzugriff (“Multi-Carrier CDMA”, MC-CDMA) sind bekannte breitbandige Vielfachzugriffssysteme [UrS94, Qua92, BaF94, FaK95]. “Interleaved Frequency-Division Multiple-Access” (IFDMA) ist ein neuer vielversprechender Ansatz eines breitbandigen Vielfachzugriffssystems. Dieses neue Spread-Spectrum Vielfachzugriffsverfahren ist speziell für die Mobilkommunikation entworfen worden.

Die Grundidee von IFDMA ist die Kombination einer breitbandigen Mehrträger-

Übertragung (“Spread-Spectrum Multi-Carrier”) mit Frequenzvielfachzugriff (“Frequency-Division Multiple-Access”, FDMA). Aufgrund der Mehrträger-Komponente, bei der das Sendesignal mit mehreren Trägerfrequenzen übertragen wird, wird in frequenzselektiven Mobilfunkkanälen ein Gewinn durch Frequenz-Diversity erzielt. Durch die Verwendung von FDMA zur Teilnehmertrennung ist IFDMA ein orthogonales Vielfachzugriffssystem und Vielfachzugriffsinterferenzen (“Multiple-Access Interference”, MAI) werden vermieden.

Der Gewinn durch Frequenz-Diversity und die Vermeidung von MAI sind zwei Hauptmerkmale von IFDMA. Im Vergleich zu anderen breitbandigen Vielfachzugriffsverfahren besitzt IFDMA einige weitere Vorteile: Kontinuierliche Übertragung mit konstanter Einhüllenden, geringe Genauigkeitsanforderung an die Zeitsynchronisation, keine “worst-case“-Interferenzen aus Nachbarzellen. Zudem ist IFDMA sowohl für den Downlink als auch für den Uplink einsetzbar. Aus diesem Grund ist IFDMA ein sehr vielversprechendes breitbandiges Vielfachzugriffsverfahren für zukünftige Systeme zur Mobilkommunikation.

Die oben erwähnten Vorteile von IFDMA, insbesondere der Gewinn durch Frequenz-Diversity, werden durch das Auftreten von Symbolinterferenz (“Intersymbol Interference”, ISI) erkauft. Allerdings sind die Störungen durch ISI einfacher in den Griff zu bekommen, als Störungen durch MAI, da ISI nur durch die Symbole eines Nutzers verursacht wird. Zur Reduktion der Störeinflüsse durch ISI wird eine Entzerrung im IFDMA-Empfänger notwendig. Dazu können jedoch bekannte Standardtechniken [Pro89] angewendet werden, die von der einfachen linearen Entzerrung über die Detektion mit Entscheidungsrückkopplung (“Decision Feedback Equalizer”, DFE) bis hin zur optimalen Entzerrung reichen.

Um eine Entzerrung der Empfangssymbole durchführen zu können, wird Kenntnis über den Übertragungskanal benötigt, so dass eine Kanalschätzung erforderlich ist. Eine getrennte Durchführung von Kanalschätzung und Entzerrung ist jedoch nicht optimal, selbst wenn sowohl für Kanalschätzung als auch für Entzerrung der optimale Ansatz gewählt wird. Aus diesem Grund wird ein kombiniertes Verfahren (“Joint Channel Estimation and Equalization”, JCE) vorgeschlagen, das Kanalschätzung und Entzerrung gemeinsam ausführt. Hierfür wird die Tatsache genutzt, dass in jedem Empfangssymbol auch Information über den Kanal enthalten ist. Im Vergleich zu getrennter Kanalschätzung und Entzerrung kann sowohl die zusätzliche Redundanz für die Kanalschätzung als auch die Entzerrerkomplexität signifikant reduziert werden. Das Verfahren kann nicht nur bei IFDMA, sondern auch bei anderen Systemen mit ISI und “a priori” unbekannten Kanalparametern eingesetzt werden.

In der vorliegenden Arbeit wird IFDMA detailliert beschrieben. Die Untersuchungen des Systems umfassen die Ermittlung des maximal möglichen Mehrwegegewinns und die Leistungsfähigkeit von IFDMA im Mobilfunkkanal mit optimaler bzw. suboptimaler Entzerrung. Ein weiterer Schwerpunkt der Arbeit ist die detaillierte Darstellung des JCE-

Verfahrens und dessen Leistungsfähigkeit im Mobilfunkkanal am Beispiel von IFDMA. Dazu ist die Arbeit folgendermaßen gegliedert:

Zur Einordnung der behandelten IFDMA-Übertragungsaspekte dient Kapitel 2. Hier werden IFDMA-Modulation, IFDMA-Demodulation, Mobilfunkkanal und Entzerrung im schematischen Gesamtablauf eines digitalen Übertragungssystems dargestellt.

In Kapitel 3 wird zuerst das Prinzip des zellularen Netzaufbaus eines Mobilfunkgebiets erläutert. Die speziellen Eigenschaften des Übertragungskanals werden in einem Kanalmodell mathematisch erfasst. Auf dessen Grundlage wird ein Simulationsmodell erstellt, das es ermöglicht, die Leistungsfähigkeit insbesondere von Vielfachzugriffsverfahren und verschiedenen Entzerrertechniken zu ermitteln. Außerdem werden die Eigenschaften des Mobilfunkkanals, sowie dessen Modellbildung, besprochen.

Beim Entwurf von Vielfachzugriffsverfahren für den Mobilfunk sind mehrere Bedingungen zu berücksichtigen. Dazu zählen vor allem die speziellen Eigenschaften des Mobilfunkkanals, die begrenzte Übertragungsbandbreite und die Vermeidung von Interferenzen. In Kapitel 4 werden die wünschenswerten Eigenschaften für Vielfachzugriffsverfahren beschrieben, wie Diversity-Fähigkeit, Vermeidung von ISI und MAI. Zudem werden die Vorteile der bekannten Zugriffsverfahren FDMA, TDMA, CDMA und MC-CDMA denen von IFDMA gegenübergestellt.

Zur Veranschaulichung des IFDMA-Verfahrens beginnt Kapitel 5 mit einer grafischen Darstellung des Grundprinzips, wobei dem zeitkontinuierlichen Signal das Fourier-Spektrum gegenübergestellt wird. Die ausführliche Systembeschreibung von IFDMA erfolgt in der diskreten Darstellung, sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich. Ebenso wird die Demodulation und die Detektion des Empfangssignals detailliert beschrieben und die Orthogonalität der Teilnehmersignale bewiesen. Gleichkanalstörungen aus benachbarten Mobilfunkzellen stellen den schlimmsten Fall ("worst-case") von Interzell-Interferenz dar. Wie durch geeignete Wahl der Symbolblocklänge bei IFDMA Gleichkanalstörungen vermieden werden können, wird ferner in diesem Kapitel erläutert. Abschließend werden die Eigenschaften von IFDMA zusammengefasst.

Verschiedene Übertragungsaspekte von IFDMA werden in Kapitel 6 betrachtet. Zunächst werden die den Simulationen zugrunde liegenden Annahmen und Parametern zusammengestellt und aufgezeigt, wie hohe Datenraten für die Mobilkommunikation realisiert werden können. Anschließend wird der Mehrwegegewinn von IFDMA ermittelt, der bei der Übertragung über einen Mobilfunkkanal erzielt wird. Der maximale Mehrwegegewinn ist abhängig von der Übertragungsbandbreite und der Kohärenzbandbreite des Kanals. Um den exakten Mehrwegegewinn zu erhalten, der mit IFDMA erreichbar ist, wird die Matched-Filter-Bound für uncodierte IFDMA-Übertragung berechnet und durch Simulationen verifiziert. Abschließend werden Entzerrerverfahren untersucht, da bei der IFDMA-Anwendung im Mobilfunk die Leistungsfähigkeit durch ISI beeinträchtigt ist.

Um die Leistungsfähigkeit zu verbessern, ist am Empfänger eine Entzerrung erforderlich. Es wird sowohl die optimale Maximum-Likelihood (ML) Detektion als auch der Decision-Feedback-Equalizer, ein suboptimales Entzerrerverfahren, vorgestellt und für den Einsatz bei der IFDMA-Übertragung untersucht.

Die Entzerrung im IFDMA-Empfänger benötigt eine vorherige Kanalschätzung. Eine getrennte Durchführung von Kanalschätzung und Entzerrung, wie sie heute standardmäßig in vielen Übertragungsverfahren eingesetzt wird, ist nicht optimal. Mit Hilfe des JCE-Verfahrens erfolgt eine gemeinsame Kanalschätzung und Entzerrung, wobei die in den Informationssymbolen zusätzlich enthaltene Information über den Kanal ausgenutzt wird. Hierzu wird die Trainingssequenz zur Kanalschätzung mit dem detektierten Informationssymbol verlängert, das als korrekt angenommen wird. Mit dieser verlängerten Trainingssequenz wird die Kanalschätzung erneut berechnet und somit während der Entzerrung kontinuierlich angepasst. In Kapitel 7 wird das JCE-Verfahren ausführlich beschrieben und beispielhaft für IFDMA untersucht.

Den Abschluß bildet Kapitel 8 mit einer Zusammenfassung.

Kapitel 2

Übertragungsmodell

Zur Einordnung der in dieser Arbeit beschriebenen Aspekte der Nachrichtenübertragung mittels IFDMA ist in Abbildung 2.1 das Schema des zugrunde gelegten digitalen Übertragungssystems skizziert [Hub92, Trä98]. Alle Signale und Systeme sind im komplexen Basisband beschrieben [Pro89]. Die digitale Nachrichtenquelle liefert binäre, gleichwahrscheinliche Informationsbits, die als statistisch unabhängig und somit redundanzfrei angenommen werden. Durch den Übertragungskanal wird die zu sendende Nachricht gestört. Um eine zuverlässigere Übertragung zu erhalten, kann der Nachrichtenfolge mittels Kanalcodierung gezielt Redundanz hinzugefügt werden. Diese Redundanz wird bei der Decodierung im Empfänger zur Fehlererkennung und -korrektur herangezogen [Dor97, Bos98]. In Abbildung 2.1 sind Kanalcodierung und Kanaldecodierung strichpunktiert eingezeichnet, da in dieser Arbeit nicht näher darauf eingegangen wird. Die binären und eventuell codierten Informationsbits werden auf reelle Werte d_q abgebildet. Der Übersichtlichkeit halber werden die Informationssymbole d_q als gleichwahrscheinliche BPSK-Symbole (“Binary Phase Shift Keying”) angenommen, d.h. $d_q \in \{-1, +1\}$. Die Betrachtung dieses Spezialfalls ist für die prinzipielle Aussage dieser Arbeit ausreichend.

Die IFDMA-Modulation wandelt die Informationssymbole d_q in Chips x_l einer breitbandigen Sendefolge um und sorgt dafür, dass die verschiedenen Teilnehmersignale zueinander orthogonal sind. Die tiefgestellten Indizes q und l kennzeichnen den jeweils aktuellen Symbol- bzw. Chiptakt. Das anschließende Sendefilter setzt die zeitdiskreten Sendechips x_l in analoge Wellenformen um. Mittels eines Sendeimpuls $s(t)$ entsteht ein zeitkontinuierliches Sendesignal $x(t)$ zu

$$x(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x_l \cdot s(t - lT_c) , \quad (2.1)$$

wobei T_c die Dauer eines Sendechips ist. Der Sendeimpuls $s(t)$ wird als Rechteckimpuls der Breite T_c angenommen. Das so erzeugte Sendesignal $x(t)$ wird über den zeitkontinuierlichen Mobilfunkkanal mit der Kanalimpulsantwort $h(t, \tau)$ übertragen, wobei sich

aber gestörte, Empfangssymbol r_q wird entzerrt, um einen Schätzwert \hat{d}_q für das gesendete Symbol d_q zu erhalten. Die meisten Entzerrerverfahren benötigen einen Schätzwert für die Kanalimpulsantwort, so dass zuvor eine Kanalschätzung durchgeführt werden muss. Diese beiden Schritte werden im JCE-Algorithmus, einem Entzerrerverfahren mit kontinuierlich angepasster Kanalschätzung, gemeinsam durchgeführt, wodurch eine Leistungsverbesserung gegenüber dem Fall der getrennten Kanalschätzung und Kanalentzerrung erreicht wird. Wird Codierung verwendet, können im Decodierschritt fehlerhafte Schätzwerte \hat{d}_q aufgrund der Redundanz erkannt und korrigiert werden.

Durch Zusammenfassen mehrere Komponenten des Übertragungsmodells kann ein zeitdiskretes bzw. ein modifiziertes, zeitdiskretes Ersatzmodell für den Mobilfunkkanal angegeben werden, wie in Abbildung 2.1 eingezeichnet. Die Übertragungskomponenten Sendefilter $s(t)$, Mobilfunkkanal $h(t, \tau)$ und Empfangsfilter $s^*(-t)$ mit anschließender Abtastung werden zu einem zeitdiskreten Ersatzkanal mit der Impulsantwort h_l zusammengefasst, so dass zwischen den Empfangschips y_l und den Sendechips x_l der Zusammenhang gilt:

$$y_l = \sum_{m=0}^{M_a} h_m x_{l-m} + n_l . \quad (2.3)$$

Das zeitdiskrete Kanalmodell und dessen Simulationsmodell ist in Abschnitt 3.4 beschrieben. Die Komponenten IFDMA-Modulation, zeitdiskreter Kanal h_l und IFDMA-Demodulation werden durch den modifizierten, zeitdiskreten Ersatzkanal mit der Impulsantwort \tilde{h}_q ersetzt. Dieser Übergang ist in Abschnitt 5.6 detailliert dargelegt.

In Kapitel 5 wird zur Beschreibung des IFDMA-Systems die blockweise Übertragung betrachtet. Hierzu werden jeweils Q Symbole d_q zu einem Spaltenvektor $\mathbf{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{Q-1}]^T$ zusammengefasst. In dieser Arbeit werden Vektoren durch fett gedruckte Kleinbuchstaben und Matrizen durch fett gedruckte Großbuchstaben gekennzeichnet.

Kapitel 3

Mobilfunkkanal

In der mobilen Kommunikation wird die Funkverbindung zwischen der Basisstation und einem mobilen Teilnehmer, der Mobilstation, als Mobilfunkkanal bezeichnet. Die Übertragungsstrecke von der Basisstation zur Mobilstation wird als “Downlink” und von der Mobilstation zur Basisstation als “Uplink” benannt. In diesem Kapitel werden Beschreibung und Modellbildung des Mobilfunkkanals behandelt. Dabei werden sowohl der zellulare Netzaufbau als auch die speziellen Eigenschaften des Übertragungskanals ausführlich dargestellt. Ferner wird ausgehend von der mathematischen Beschreibung des Mobilfunkkanals ein Kanalmodell entwickelt, das für die Simulationen des IFDMA-Übertragungssystems eingesetzt wird.

3.1 Zellularer Netzaufbau

Ein mit Funk zu versorgendes Gebiet wird in mehrere Teilgebiete, in sogenannte Zellen, unterteilt. Dies ist notwendig, da einerseits die Funkreichweite begrenzt ist und andererseits dadurch die Anzahl der Mobilfunkteilnehmer erhöht werden kann. Die Funkreichweite wird zum einen durch die begrenzte Empfängerempfindlichkeit und zum anderen durch die endliche Sendeleistung, insbesondere der Mobilstationen, eingeschränkt. Der Hauptgrund für einen zellularen Netzaufbau jedoch ist die Systemkapazität. Bandbreite ist in der Funkübertragung eine sehr wertvolle Ressource, da Funkübertragung nur in bestimmten Frequenzbereichen möglich ist. Für die einzelne Applikation, wie beispielsweise den Mobilfunk, steht daher nur ein stark begrenzter Frequenzbereich zur Verfügung, den es optimal zu nutzen gilt. Würde jeder Teilnehmer in einem Mobilfunksystem exklusiv die von ihm benötigte Bandbreite B_u zugewiesen bekommen, wäre schon mit einer relativ kleinen Teilnehmeranzahl N_u die Kapazitätsgrenze des Systems erreicht. Durch einen zellularen Netzaufbau lassen sich die Sendefrequenzen in einer ausreichend großen Entfernung wiederverwenden. Dieses Verfahren wird als Frequenzwiederholung (“Frequency Reuse”)

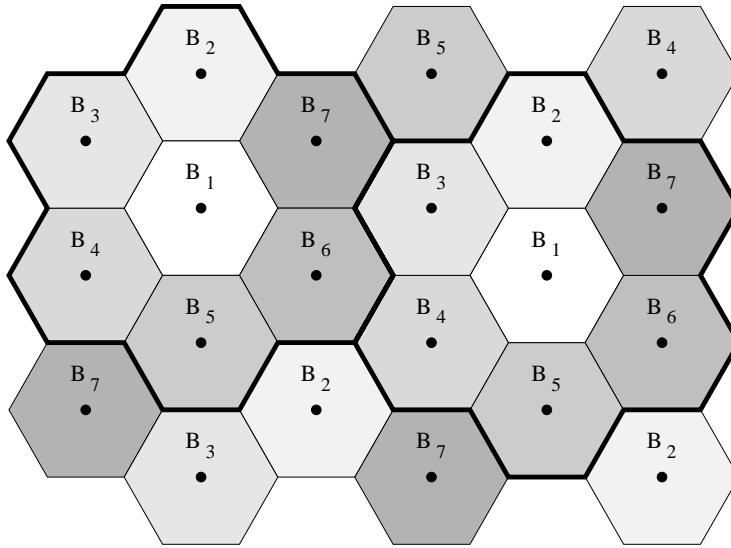


Abbildung 3.1: Beispiel eines Zellmusters mit Clustergröße $N_c = 7$

bezeichnet. Damit die Teilnehmersignale aus direkt benachbarten Zellen sich nicht gegenseitig stören, führt man sogenannte “Cluster” von Zellen ein. Das zur Verfügung stehende Frequenzspektrum wird auf die N_c Zellen eines Clusters aufgeteilt. Zur theoretischen Betrachtung werden üblicherweise die Zellen als regelmäßige Hexagone approximiert [Lee82], in deren Mitte sich die dazugehörige Basisstation befindet. In Abbildung 3.1 ist beispielhaft das Zellmuster für die Clustergröße $N_c = 7$ skizziert, d.h. der “Frequency Reuse“-Faktor beträgt 7. Jeder Zelle ist ein Frequenzband B_z , $z = 1, \dots, N_c$, so zugeordnet, dass die Zellen mit dem gleichen Frequenzband möglichst weit voneinander entfernt liegen. Typische Clustergrößen liegen bei $N_c = 7, 9, 12$. Damit die Teilnehmersignale aus den einzelnen Funkzellen sich möglichst wenig gegenseitig stören, ist ein ausreichend großer Wiederverwendungsabstand der Frequenzbänder erforderlich. Eine Vergrößerung dieses Abstands kann nur durch Erhöhung der Clustergröße N_c erzielt werden, wodurch sich jedoch die Bandbreite B_z pro Zelle verringert und damit die Anzahl möglicher Teilnehmer pro Zelle. Der Störminimierung steht jedoch das Streben nach hoher Systemkapazität bei der zellularen Mobilfunknetzplanung entgegen. Um möglichst viele Teilnehmer bei vorgegebener Bandbreite bedienen zu können, muss die Clustergröße N_c möglichst klein sein. Aber je kleiner N_c ist, desto größer ist die Wahrscheinlichkeit, dass Teilnehmersignale aus verschiedenen Zellen sich gegenseitig stören. Hier gilt es den optimalen Kompromiss zu finden. Die Störungen durch Teilnehmersignale aus Nachbarzellen werden als Interzell-Interferenz bezeichnet. In Kapitel 4 sind die relevanten Interferenzarten zusammengestellt. Für eine detaillierte Beschreibung des zellularen Netzaufbaus sei u.a. auf [DaB96, Jun97] verwiesen.

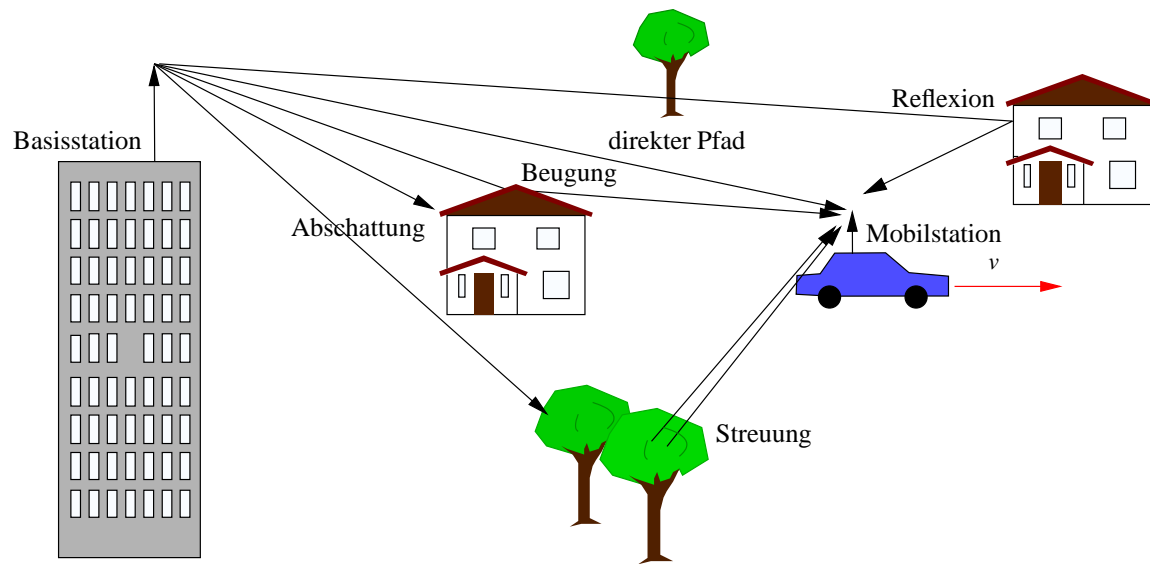


Abbildung 3.2: Mehrwegeausbreitung bei der Mobilfunkübertragung (aus [Sor97])

3.2 Eigenschaften des Mobilfunkkanals

Eine mögliche Ausbreitungssituation einer Mobilfunkübertragung über einen terrestrischen Übertragungskanal ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Das empfangene Signal wird beträchtlich durch Funkfeldhindernisse beeinflusst, wie z.B. Gebäude, Berge oder Bäume. Die dadurch verursachten Reflexionen, Streuungen und Beugungen bewirken eine Mehrwegeausbreitung, so dass das gesendete Signal den Empfänger nicht nur auf einem direkten Pfad, sondern auch über verschiedene Umwegpfade erreicht. Dabei ist es möglich, dass der direkte Pfad komplett abgeschattet wird, so dass nur Signalechos auf Umwegpfaden den Empfänger erreichen. Ebenso sind die einzelnen Signalechos unterschiedlich gedämpft. Zusätzlich wird das Sendesignal durch ein inhomogenes und sich veränderndes Ausbreitungsmedium, wie z.B. Regen oder Nebel, beeinflusst und durch additives Rauschen gestört. Ein weiteres Merkmal des Mobilfunkkanals ist die Frequenzverschiebung des übertragenen Signals infolge des Doppler-Effekts, der durch die relative Bewegung zwischen Sender und Empfänger verursacht wird [Sor97, DaB96]. Aufgrund der verschiedenen Ausbreitungswege erfahren die einzelnen Echos unterschiedliche Dopplerverschiebungen. Dies führt zu einer Frequenzverbreiterung (‘‘Doppler-Spread’’). Ein solcher Kanal wird als frequenzdispersiv bezeichnet.

Wegen der unterschiedlichen Laufzeiten über die verschiedenen Ausbreitungspfade treffen die einzelnen Signalechos am Empfänger mit unterschiedlicher Verzögerung ein. Aufgrund dieser Überlagerung der Signalechos stören sich aufeinanderfolgende Informationssymbole des Sendesignals im Empfänger. Diese linearen Verzerrungen des Empfangssignals werden Symbolinterferenz (ISI) genannt. Ein solcher Kanal wird als zeitdispersiv bezeichnet.

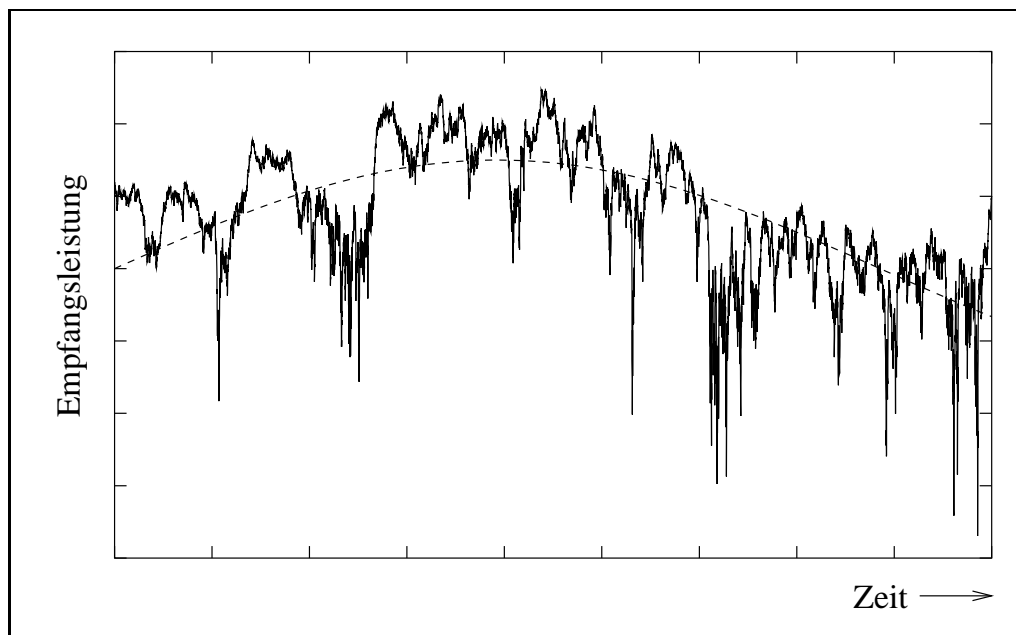


Abbildung 3.3: Schnelles Fading und langsames Fading (aus [Sor97])

Die einzelnen Signalechos am Empfänger besitzen wegen der unterschiedlichen Laufzeiten verschiedene Phasenkonstellationen. Durch die Überlagerung können die Echos sich gegenseitig verstärken oder dämpfen. Dies kann bis zur kompletten Auslöschung führen und wird als Pegel einbruch des Empfangssignals oder Schwund (“Fading”) bezeichnet. In einem sich bewegendem Empfänger verändern sich die Phasen zeitlich schnell, wodurch zeitselektiver oder schneller Schwund (“Fast Fading”) entsteht. Im Gegensatz dazu wird langsamer Schwund (“Slow Fading”) durch die sich relativ langsam verändernden Umgebungseinflüsse verursacht. Abbildung 3.3 zeigt einen möglichen Verlauf der Empfangsleistung über der Zeit. sehr rasch aufeinander folgende, starke Pegel einbrüche, das schnelle Fading. In den Pegelverlauf lässt sich ein Mittelwert einzeichnen, der durch das langsame Fading hervorgerufen wird.

Die Empfangsleistung an der Antenne nimmt quadratisch mit der Entfernung zwischen Basis- und Mobilstation ab. Dies wird als Pfadverlust bezeichnet und führt zu zusätzlicher Signaldämpfung [DaB96].

Wegen der Bewegung des Empfängers und/oder der Funkfeldhindernisse und/oder des sich verändernden Ausbreitungsmediums ergeben sich zeitlich verändernde Übertragungsbedingungen. Der Mobilfunkkanal ist daher zeitvariant.

Zwischen der Downlink- und der Uplink-Übertragung ist folgender prinzipieller Unterschied zu beachten. Im Downlink empfängt ein Teilnehmer sämtliche von der Basisstation gesendeten Signale auf derselben Übertragungsstrecke. Im Uplink dagegen erreicht jedes Teilnehmersignal die Basisstation über einen individuellen Mobilfunkkanal, da jede Mobilstation einen anderen Standort und eine unterschiedliche Bewegung besitzt.

3.3 Mathematische Eigenschaften des Mobilfunkkanals

Der Mobilfunkkanal kann als ein zeitvariantes, lineares, stabiles und kausales Übertragungssystem aufgefasst werden und lässt sich daher durch die zeitvariante Impulsantwort $h(t, \tau)$ vollständig beschreiben [Unb97, Sor97, Bel63]. Das Empfangssignal $y(t)$ ergibt sich aus der Faltung des Sendesignals $x(t)$ mit der Impulsantwort $h(t, \tau)$ und einem überlagerten Rauschen (AWGN) $n(t)$ zu

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau)x(t - \tau) d\tau + n(t) \quad , \quad (3.1)$$

wobei t der Beobachtungszeitpunkt und τ die Verzögerungszeit ist.

Aufgrund der komplexen Ausbreitungsbedingungen bei der Mobilfunkübertragung ist es praktisch unmöglich den Übertragungskanal exakt nachzubilden. Daher ist eine deterministische Beschreibung des Mobilfunkkanals nicht praktikabel und es wird auf eine stochastische Beschreibung zurückgegriffen. Hierzu werden spezielle Funktionen und stochastische Kenngrößen verwendet, die von den Systemfunktionen abgeleitet werden, die zur Beschreibung des Mobilfunkkanals von Bello eingeführt wurden [Bel63, Bel64]. Diese speziellen Funktionen sind das Verzögerungsleistungsdichtespektrum (VLDS) und das Dopplerleistungsdichtespektrum (DLDS). Die wesentlichen stochastischen Kenngrößen sind die Mehrwegeverbreiterung T_M , die Dopplerverbreiterung F_D , die Kohärenzzeit $(\Delta t)_c$ und die Kohärenzbandbreite $(\Delta f)_c$. Zu deren Herleitung wird für den Mobilfunkkanal die “Gaussian Wide-Sense-Stationary Uncorrelated-Scattering” (GWSSUS)-Annahme getroffen [Bel63, Sor97], die auf folgenden Überlegungen beruht. Die zeitvariante Impulsantwort $h(t, \tau)$ ergibt sich aus der Überlagerung vieler einzelner Übertragungspfade, wie in Abschnitt 3.2 dargestellt. Nach dem zentralen Grenzwertsatz [Pap91, BrS83] kann daher der zugeordnete Zufallsprozess als ein Gaußprozess angenommen werden. Aufgrund der Fahrzeugbewegung sind die diesen Systemfunktionen zugrunde liegenden stochastischen Prozesse im Allgemeinen instationär in der absoluten Zeit t , da die Veränderung der Umgebung kein stationärer Prozess ist. Messungen jedoch zeigen, dass in kleinen Bereichen sogar bei ungünstigen Umgebungssituationen Stationarität herrscht. Das rührt unter anderem daher, dass die Mehrwegeausbreitung und nicht die Veränderung der Umgebung betrachtet wird, und die Bewegungen als nur differentiell angenommen werden [Sor97]. Weiterhin können am Empfänger die Signalanteile mit unterschiedlichen Verzögerungszeiten aufgrund der unterschiedlichen Ausbreitungswege als unkorreliert betrachtet werden. Somit wird der zeitvarianten Impulsantwort $h(t, \tau)$ ein komplexwertiger, mittelwertfreier Gaußprozess zugeordnet, der bezüglich der Beobachtungszeit t als stationär im weiteren Sinne (“Wide-Sense-Stationary”, WSS) und bezüglich der Verzögerungszeit τ als unkorreliert (“Uncorrelated-Scattering”, US) vorausgesetzt wird. Die GWSSUS-Annahme ist

durch Messungen in Mobilfunkkanälen, die keinen direkten Ausbreitungspfad besitzen, als sinnvoll nachgewiesen worden [Cox73]. Im Folgenden wird auf die Bedeutung von VLDS und DLDS und den stochastischen Kenngrößen eingegangen. Auf die mathematische Herleitung wird an dieser Stelle verzichtet, da diese in der Literatur bereits ausführlich beschrieben ist [Bel63, Pro89].

Das VLDS gibt an, mit welcher mittleren Leistung Signalechos empfangen werden, die um die Zeit τ verzögert sind. Das DLDS besagt, mit welcher mittleren Leistung Dopplerfrequenzen der Frequenz f_D auftreten [Pro89].

Die Mehrwegeverbreiterung T_M ist die mittlere zeitliche Verbreiterung eines gesendeten Dirac-Impulses und beschreibt damit den Übertragungskanal bezüglich seiner Zeitdispersivität. Die Frequenzdispersivität des Übertragungskanals wird durch die Dopplerverbreiterung F_D gekennzeichnet, die die mittlere Frequenzverbreiterung eines gesendeten Sinussignals angibt. Die Mehrwegeverbreiterung T_M bzw. die Dopplerverbreiterung F_D ist die Standardabweichung des VLDS bzw. des DLDS. Die Kohärenzzeit $(\Delta t)_c$ entspricht dem Zeitbereich, in dem der Mobilfunkkanal näherungsweise als konstant angenommen werden kann und charakterisiert somit den Kanal in Bezug auf seine Zeitselektivität. Ein Kanal wird als zeitselektiv bezeichnet, wenn sich das Übertragungsverhalten innerhalb der Symboldauer T_s ändert. Kann der Kanal dagegen für mindestens eine Symboldauer als konstant angenommen werden, spricht man von einem nicht zeitselektiven Kanal bzw. von langsamen Fading. In diesem Fall ist die Kohärenzzeit $(\Delta t)_c$ sehr viel größer als die Symboldauer T_s . Dieser Sachverhalt ist in Gleichungen (3.4) und (3.5) dargestellt. Die Kohärenzbandbreite $(\Delta f)_c$ sagt etwas über die Frequenzselektivität des Übertragungskanals aus. Sie gibt den Frequenzbereich an, der näherungsweise die gleiche Beeinflussung durch den Mobilfunkkanal erfährt. In einem frequenzselektiven Mobilfunkkanal erfährt ein Übertragungssignal innerhalb seiner Bandbreite B unterschiedliche Amplituden- und Phasenmodulationen. Wird dagegen das Übertragungssignal über die gesamte Bandbreite nahezu gleichmäßig beeinflusst, spricht man von multiplikativem, nicht frequenzselektivem Fading oder von “Flat Fading”. In diesem Fall ist die Kohärenzbandbreite $(\Delta f)_c$ sehr viel größer als die Bandbreite B des Sendesignals. Die Gleichungen (3.6) und (3.7) beschreiben diesen Sachverhalt mathematisch. Betrachtet man die Herleitung der Kenngrößen genauer [Pro89], stellt man fest, dass sich die Kohärenzzeit $(\Delta t)_c$ invers zur Dopplerverbreiterung F_D , d.h.

$$(\Delta t)_c \sim \frac{1}{F_D}, \quad (3.2)$$

und die Kohärenzbandbreite $(\Delta f)_c$ invers zur Mehrwegeverbreiterung T_M , d.h.

$$(\Delta f)_c \sim \frac{1}{T_M}, \quad (3.3)$$

verhält.

Berücksichtigt man die in den Gleichungen (3.2) und (3.3) angegebenen Proportionalitäten, wird deutlich, dass ein zeitselektiver Mobilfunkkanal frequenzdispersiv und ein frequenzselektiver Mobilfunkkanal zeitdispersiv ist. Dieser Zusammenhang ist in den Gleichungen (3.4) - (3.7) gegenübergestellt.

$$\text{zeitselektiv} \quad \frac{T_s}{(\Delta t)_c} \gg 1 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{F_D}{B} \gg 1 \quad \text{frequenzdispersiv} \quad (3.4)$$

$$\text{nicht zeitselektiv} \quad \frac{T_s}{(\Delta t)_c} \ll 1 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{F_D}{B} \ll 1 \quad \text{nicht frequenzdispersiv} \quad (3.5)$$

$$\text{frequenzselektiv} \quad \frac{B}{(\Delta f)_c} \gg 1 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{T_M}{T_s} \gg 1 \quad \text{zeitdispersiv} \quad (3.6)$$

$$\text{nicht frequenzselektiv} \quad \frac{B}{(\Delta f)_c} \ll 1 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{T_M}{T_s} \ll 1 \quad \text{nicht zeitdispersiv} \quad (3.7)$$

Im Allgemeinen sind Mobilfunkkanäle sowohl zeitselektiv als auch frequenzselektiv. Die Zeitselektivität führt dazu, dass das Empfangssignal in zeitlichen Abständen Pegelbrüche erfährt. Unter ungünstigen Bedingungen überwiegt dann das additive Rauschen so stark, dass eine zuverlässige Datenentscheidung nicht mehr erfolgen kann. Die Frequenzselektivität, hervorgerufen durch Mehrwegeausbreitung mit großen Laufzeitdifferenzen, bewirkt starke lineare Verzerrungen des Empfangssignals, die am Empfänger durch entsprechende Entzerreralgorithmen ausgeglichen werden müssen.

3.4 Kanalmodell

Um Übertragungssysteme testen und vergleichen zu können, ist es notwendig, reproduzierbare und genau spezifizierte Modelle von Mobilfunkkanälen zur Verfügung zu haben. Im Forschungsprojekt COST 207 ("European Cooperation in the Field of Scientific and Technical Research") der Europäischen Gemeinschaft wurde auf der Grundlage zahlreicher Messungen in verschiedenen europäischen Ländern typische VLDS und DLDS für vier verschiedene Ausbreitungssituationen definiert.

Die vier Ausbreitungsgebiete sind ländliches Gebiet ("rural area", RA), typisches städtisches Gebiet ("typical urban area", TU), typisches ungünstiges städtisches Gebiet ("bad urban area", BU) und typisches Gebiet im Bergland ("hilly terrain", HT). Für das ländliche Gebiet wird angenommen, dass keine großen Funkfeldhindernisse auftreten, so dass die direkte Verbindung zwischen Sender und Empfänger nicht abgeschattet wird und somit ein direkter Ausbreitungspfad ("Line of Sight", LOS) besteht. Zudem tritt nur eine geringe Mehrwegeausbreitung auf. Für die mittlere Empfangsleistung wird die Annahme getroffen, dass sie sich je zur Hälfte aus der Leistung des direkten Ausbreitungspfades und der Umwegpfade zusammensetzt. Die anderen GSM-Testkanäle dagegen besitzen ein ausgeprägtes Mehrwegeverhalten und keinen direkten Ausbreitungspfad. Je nach Umgebung

$s^*(-t)$ des signalangepassten Empfangsfilters zu

$$\begin{aligned} h_{ges}(t, \tau) &= h(t, \tau) * s_{ges}(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau') s_{ges}(\tau - \tau') d\tau' , \end{aligned} \quad (3.10)$$

wobei $s_{ges}(t)$ die Faltung der Impulsantworten des Sendefilters und des Empfangsfilters ist, d.h.

$$s_{ges}(t) = s(t) * s^*(-t) . \quad (3.11)$$

Für die Abtastperiode T_a muss gelten

$$T_a \leq \min\{T_{at}, T_{a\tau}\} , \quad (3.12)$$

wobei die Abtastperiode $T_{a\tau}$ von der Bandbreite des Kanalmodells und die Abtastperiode T_{at} vom DLDS abhängig ist. Für die Mobilfunkübertragung gilt in der Regel $T_{a\tau} \ll T_{at}$. Da das System mit der Nyquist-rate simuliert werden kann [Hoe90], wird $T_a = T_{a\tau}$ als Abtastperiode gewählt.

Die Abtastwerte $n(l)$ des im Allgemeinen farbigen Rauschprozess $n(t) * s^*(-t)$ bilden sich zu

$$n(l) = \int_{-\infty}^{\infty} n(\tau') \cdot s^*(\tau' - lT) d\tau' . \quad (3.13)$$

Da angenommen wird, dass $n(t)$ ein weißer, gaußscher Rauschprozess ist und das Sendefilter so gewählt wird, dass $s_{ges}(t)$ das 1. Nyquistkriterium erfüllt, sind die zeitdiskreten Rauschwerte $n(l)$ weiß [Hoe90]. Deren einseitige spektrale Leistungsdichte ist N_0 .

Die Länge der Impulsantwort $h(l, m)$ bezüglich der diskreten Verzögerungszeit m ist auf $(M_a + 1)$ Werte beschränkt, da angenommen wird, dass keine relevanten Signalechos mit einer Laufzeitverzögerung größer als $\tau_{max} = M_a \cdot T_a$ auftreten. Somit kann für die Impulsantwort $h(l, m) = 0$ für $m > M_a$ angenommen werden. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit ein äquivalentes zeitdiskretes Kanalmodell für den Mobilfunkkanal aufzustellen. Die statistischen Eigenschaften der Koeffizienten $h(l, m)$ sind nahezu unabhängig vom Beobachtungszeitpunkt l . Daher können die Koeffizienten der Kanalimpulsantwort als von l unabhängige Zufallsvariable $h(m)$ aufgefasst und somit für jeden Zeitpunkt gemäß ihrer Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion neu ausgewürfelt werden. Entsprechend der allgemeinen Konvention wird im Folgenden $h(m)$ in $h(l)$ umbenannt. Wie in Abbildung 3.5 dargestellt weist das Kanalmodell die Struktur eines FIR-Filters (‘‘Finite Impulse Response’’-Filter) mit zeitveränderlichen Kanalkoeffizienten $h(l)$ auf, in der sich die Mehrwegeausbreitung widerspiegelt. Aufgrund der GWSSUS-Annahme können die Zufallsvariablen $h(l)$ als komplexe, gaußverteilte Zufallsvariablen angenommen werden, die durch ihren Mittelwert $m_h(l)$ und ihre Varianz $\sigma_h^2(l)$ eindeutig bestimmt sind. Die Kanalkoeffizienten der

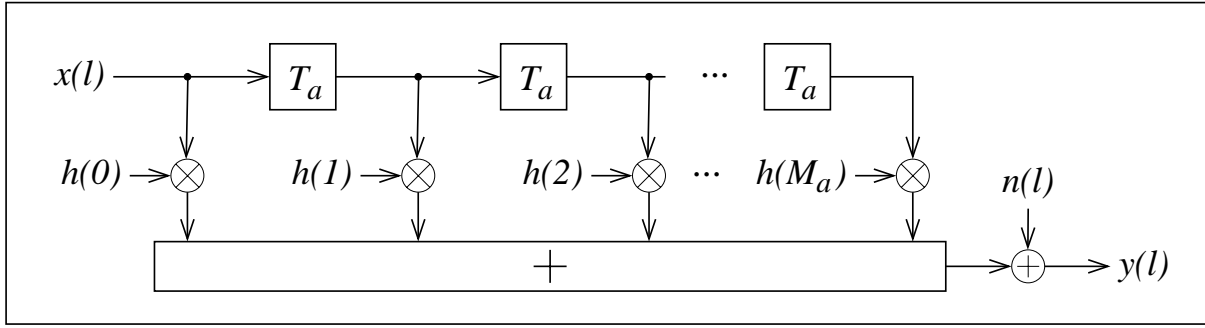


Abbildung 3.5: Zeitdiskretes Kanalmodell

Mobilfunkkanäle ohne direkten Ausbreitungspfad können als mittelwertfrei angenommen werden, d.h. $m_h(l) = 0 \forall l$, ihre Amplituden sind Rayleigh-verteilt [Pap91]. Aufgrund des direkten Ausbreitungspfads im Testkanal RA besitzt der erste Kanalkoeffizient $h(0)$ den Mittelwert $m_h(0) \neq 0$ und die Amplitude ist Rice-verteilt [Hoe90]. Die Varianz $\sigma_h^2(l)$ kann aus den zeitdiskreten VLDS und dem Mittelwert $m_h(l)$ gebildet werden. Die Gleichung hierzu befindet sich im Anhang A. Die Korrelation zwischen aufeinanderfolgenden Werten desselben Koeffizienten $h(l)$ kann mit Hilfe des DLDS angegeben werden. Wegen der US-Annahme (siehe Abschnitt 3.3) sind die Koeffizienten $h(l)$ für verschiedenes l unkorreliert. Die Spezifikation der diskreten GSM-Testkanäle nach [COST207], wie sie für die Simulationen in dieser Arbeit verwendet werden, sind im Anhang A aufgeführt. Das betrachtete Kanalmodell berücksichtigt nur die Kurzzeitstatistik des Übertragungskanals. Für die Betrachtung des vorgeschlagenen Systems ist diese Momentaufnahme des Kanals ausreichend, da die Dauer eines übertragenen Datenblocks so kurz ist, dass die Annahme der Stationarität im weiteren Sinn zutrifft. Mit Hilfe der VLDS und DLDS können Simulationsmodelle entwickelt werden.

Zur Vermeidung von Übertragungsfehlern im Spektrum werden Sendesignale mit einer Bandbreite kleiner als die des Kanalmodells verwendet. Für Simulationen wird im Allgemeinen die Dauer T_c des Sende-chips als ein ganzzahliges Vielfaches der Abtastperiode T_a gewählt. Daher wird jedes übertragene Sende-chip x_l mit A Abtastwerten dargestellt, wobei

$$A = \frac{T_c}{T_a} . \quad (3.14)$$

ist. Diese Simulationsart ist identisch mit Simulationen, die einen Abtastwert pro Sende-chip und entsprechend angepasste Kanalkoeffizienten h_l verwenden. Die Kanalkoeffizienten h_l werden aus den Koeffizienten $h(l)$ der GSM-Testkanäle gemäß

$$h_l = \sum_{k=-(A-1)}^{A-1} \left(1 - \frac{|k|}{A}\right) \cdot h(lA + k) , \quad l = 0, \dots, M , \quad (3.15)$$

gebildet. Die Gedächtnislänge M des Übertragungskanals ergibt sich aus der maximalen Laufzeitverzögerung τ_{max} des Kanals und der Chipdauer T_c zu

$$M = \left\lceil \frac{\tau_{max}}{T_c} \right\rceil, \quad (3.16)$$

wobei “ $\lceil x \rceil$ ” die kleinste ganze Zahl größer oder gleich x bezeichnet.

3.4.2 Simulationsmodell

Das dieser Arbeit zugrunde liegende Simulationsmodell für den Mobilfunkkanal wird in [Scm97] vorgeschlagen und basiert auf dem zeitdiskreten Kanalmodell aus Abbildung 3.5. Es ist eine Modifikation des Simulationsmodell nach [Hoe90], das auf dem Monte-Carlo Prinzip basiert [Sch89]. Der Kanal wird entsprechend den GSM-Empfehlungen [COST207] als ein langsam veränderlicher, frequenzselektiver Kanal modelliert. Der Erzeugung der $M_a + 1$ verschiedenen komplexen, gaußverteilten Zufallsvariablen $h(l)$ der Impulsantwort liegt folgende Idee zugrunde. Die angenommene Gaußverteilung für die Kanalkoeffizienten $h(l)$ lässt sich durch den zentralen Grenzwertsatz [Pap91] begründen, wenn man berücksichtigt, dass jeder Koeffizient selbst aus einer großen Anzahl von Echos mit gleicher Verzögerungszeit gebildet wird. Die Korrelation aufeinander folgender Werte desselben Koeffizienten $h(l)$ ist über das DLDS beschrieben und wegen der US-Annahmen sind die Koeffizienten $h(l)$ für verschiedenes l unkorreliert. Zudem wird angenommen, dass der Kanal konstant über die Dauer eines Bits ist, womit der Beobachtungszeitpunkt irrelevant wird. Die Impulsantwort $s(t)$ des Sendefilters sei rechteckförmig.

Der Zufallsprozess $h(l)$ der Impulsantwort kann somit durch Überlagerung einer großen Anzahl N_E Echos gleicher Verzögerungszeit $\tau = lT_a$ nachgebildet werden gemäß

$$h(l) = \frac{1}{\sqrt{N_E}} \sum_{n=0}^{N_E-1} e^{j\theta(n,l)} \cdot e^{jt \cdot 2\pi f_D(n,l)} \quad (3.17)$$

Dabei werden zur Bestimmung jedes Kanalkoeffizienten $h(l)$ eine Menge von N_E gleichverteilter Phasen $\theta(n, l)$ und N_E nach dem DLDS verteilter Dopplerfrequenzen $f_D(n, l)$ ausgewürfelt. Bereits eine Anzahl von $N_E = 5 \dots 10$ Echos ist für die Simulation der GSM-Testkanäle ausreichend [Scm97]. Auf diese Weise muss jeder Koeffizient $h(l)$, $l = 0, 1, \dots, M_a$, ausgewürfelt werden. Die Laufzeitverzögerungen der einzelnen Signalfade sind entsprechend der Spezifikation im Anhang A fest vorgegeben. Für das Simulationsmodell wird bis auf eine Ausnahme das sogenannte klassische DLDS $\mathbf{R}_H(f_D)$ verwendet mit

$$\mathbf{R}_H(f_D) = \begin{cases} \frac{A}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_D}{f_{Dmax}}\right)^2}} & : |f_D| \leq f_{Dmax} \\ 0 & : \text{sonst} \end{cases}, \quad (3.18)$$

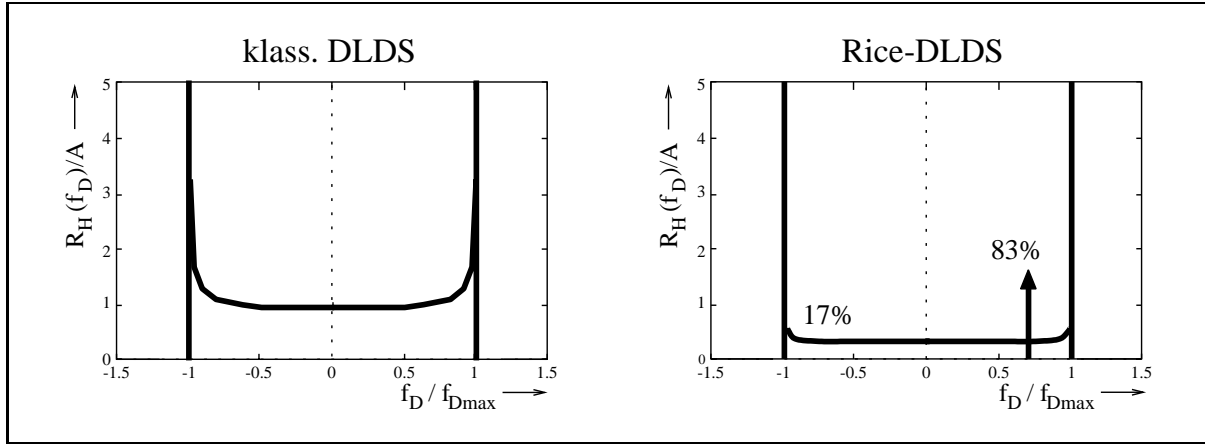


Abbildung 3.6: Klassisches und Rice-DLDS nach [COST207]

wobei die Konstante A im vorliegenden Fall den Wert $A = 1/(\pi f_{D_{max}})$ annimmt [Hoe90, Scm97]. Die Verwendung des klassischen DLDS für Kanalkoeffizienten ohne LOS-Anteil stellt das “worst-case”-Szenario dar [COST207] und hat sich daher für Simulationen als sinnvoll erwiesen [Scm97]. Lediglich für den Rice-verteilten ersten Kanalkoeffizienten $h(0)$ des RA-Testkanal wird ein anderes DLDS $\mathbf{R}_H(f_D)$ verwendet, nämlich das Rice-DLDS

$$\mathbf{R}_H(f_D) = \begin{cases} \frac{0,41}{\pi f_{D_{max}} \sqrt{1 - \left(\frac{f_D}{f_{D_{max}}}\right)^2}} + 0,91 \cdot \delta(f_D - 0,7 \cdot f_{D_{max}}) & : |f_D| \leq f_{D_{max}} \\ 0 & : \text{sonst} \end{cases} . \quad (3.19)$$

Aufgrund des direkten Ausbreitungspfads kommt zum klassischen DLDS noch ein zusätzlicher Impulsanteil an der Stelle $0,7 \cdot f_{D_{max}}$. In Abbildung 3.6 sind sowohl das klassische als auch das Rice-DLDS skizziert [Hoe90].

Die Spezifikation der zeitdiskreten VLDS und der DLDS-Typ zu den jeweiligen Kanalkoeffizienten mit Angabe ihrer Laufzeitverzögerung sind für die einzelnen GSM-Testkanäle im Anhang A zusammengestellt.

Kapitel 4

Vielfachzugriffsverfahren

Eine wichtige Aufgabenstellung beim Entwurf von Mobilfunknetzen ist die Regelung des Zugriffs mehrerer Teilnehmer auf das zur Verfügung stehende Frequenzspektrum. Vielfachzugriffsverfahren sollen die Bandbreite möglichst effizient nutzen, damit eine möglichst große Anzahl gleichzeitig aktiver Teilnehmer in bestmöglicher Qualität übertragen können. Bei dem Entwurf von Vielfachzugriffsverfahren sind mehrere Bedingungen zu berücksichtigen. Zum einen haben die speziellen Eigenschaften des Mobilfunkkanals großen Einfluss auf das Empfangssignal und zum anderen steht nur eine begrenzte Bandbreite zur Verfügung. Außerdem sollen sich die Sendesignale der einzelnen Teilnehmer gegenseitig möglichst wenig stören. Ferner muss die Sendeleistung begrenzt sein, um einerseits die Störung auf Signale von Teilnehmern aus anderen Zellen möglichst gering zu halten und andererseits einen möglichst niedrigen Energieverbrauch zu erzielen. Letzteres ist besonders für batteriebetriebene Handgeräte von großer Bedeutung. Wie in Abschnitt 3.2 beschrieben, sind wesentliche Effekte des Mobilfunkkanals die Zeitvarianz, der schnelle und langsame Schwund, die Zeit- und Frequenzdispersion und die Signaldämpfung. Zudem stellt der Uplink größere Koordinationsprobleme an das Zugriffsverfahren als der Downlink. Ziel ist es, durch die geeignete Wahl des Vielfachzugriffsverfahrens die negativen Auswirkungen durch den Mobilfunkkanal zu minimieren.

TDMA, FDMA und CDMA sind die grundlegenden Verfahren [Hay88], um verschiedene Teilnehmersignale voneinander zu trennen. Alle drei Verfahren finden heute in Mobilfunknetzen praktische Anwendung und haben je nach Anwendungsfall unterschiedliche Vor- und Nachteile. In den folgenden Abschnitten werden diese Vielfachzugriffsverfahren kurz beschrieben und deren Vor- und Nachteile beim Einsatz im Mobilfunk aufgezeigt, die entsprechend mit “+” und “–” gekennzeichnet werden. Zusätzlich zu den grundlegenden Vielfachzugriffsverfahren sind beliebige Kombinationen und Varianten möglich. Bei GSM wird beispielsweise eine Kombination aus FDMA und TDMA verwendet. Die beiden wichtigsten CDMA-Verfahren sind “Direct-Sequence” CDMA (DS-CDMA) und

MC-CDMA und werden in diesem Abschnitt kurz beschrieben. Während DS-CDMA in den Standards für UMTS Anwendung findet, ist MC-CDMA ein möglicher Kandidat für die Vierte Generation (4G) Mobilfunk. MC-CDMA basiert auf einer Kombination von DS-CDMA mit “Orthogonal Frequency-Division Multiplexing” (OFDM) und dient in dieser Arbeit als Referenzsystem. Ein weiterer vielversprechender Ansatz eines breitbandigen Vielfachzugriffsverfahren für 4G-Mobilfunksysteme ist das in dieser Arbeit vorgeschlagene IFDMA [SoD98], das aus einer Kombination von breitbandiger Mehrträger-Übertragung mit FDMA hervorgeht.

Bevor in den folgenden Abschnitten die Vor- und Nachteile der verschiedenen Vielfachzugriffsverfahren behandelt werden, sollen an dieser Stelle günstige Eigenschaften für Vielfachzugriffsverfahren im Mobilfunk zusammengestellt werden:

- *Diversity-Fähigkeit* wird bei Vielfachzugriffsverfahren erzielt, die in der Lage sind, die Informationsübertragung auf mehrere unabhängige Kanäle aufzuspalten. Dadurch wird gewährleistet, dass durch tiefe Pegelabfälle nur ein Teil der Information gestört und so der Einfluss von Fading –zeitselektiv und/oder frequenzselektiv– abgeschwächt wird. *Frequenz-Diversity* erhält man, indem mehrere schmalbandige Frequenzkanäle verwendet werden, die weiter als die Kohärenzbandbreite $(\Delta f)_c$ des Übertragungskanals auseinanderliegen, oder indem ein breitbandiges Signal gesendet wird. Bei *Zeit-Diversity* wird die Information zeitlich verteilt oder mehrfach zu verschiedenen Zeiten gesendet. Der Abstand der Zeitintervalle für die Diversity-Übertragung muss größer als die Kohärenzzeit $(\Delta t)_c$ des Übertragungskanals sein, damit die verschiedenen Übertragungen als näherungsweise unabhängig voneinander angesehen werden können.
- *Vermeidung von Symbolinterferenz* (ISI) wird erzielt, wenn die Laufzeitverzögerung durch den Übertragungskanal kleiner als die Dauer des Sendesymbols ist. Andernfalls kommt es zur Überlagerung aufeinanderfolgender Symbole am Empfänger, wodurch sich die Bitfehlerrate stark erhöhen kann. Im Empfänger können solche Verzerrungen mit Hilfe von Entzerrern wieder teilweise rückgängig gemacht werden.
- *Vermeidung von Vielfachzugriffsinterferenz* (MAI) ist von besonderem Interesse, da das Herausrechnen und Beseitigen der MAI am Empfänger mit großem Aufwand verbunden ist. In einem zellularen Mobilfunksystem wird bei MAI zwischen zwei Interferenzarten unterschieden:
 - *Intrazell-Interferenz*, die durch Übersprechen von Teilnehmersignalen aus derselben Zelle entstehen. Wenn die Sendesignale orthogonal zueinander sind und die Orthogonalität während der Übertragung erhalten bleibt, treten keine gegenseitigen Störungen der Teilnehmersignale auf, d.h. keine Intrazell-Interferenz.

- *Interzell-Interferenz*, die durch Übersprechen von Teilnehmersignalen aus unterschiedlichen Zellen entstehen. Diese Interferenzart beeinflusst wesentlich die Qualität der Übertragung und somit auch die maximale zugelassene Anzahl gleichzeitig aktiver Teilnehmer. Besonders bei orthogonalen Vielfachzugriffsverfahren wie TDMA oder FDMA verringern “*worst-case*”-Interferenzen, die in diesem Fall durch Gleichkanalstörungen hervorgerufen werden, die Kapazität beachtlich. Gleichkanalstörungen entstehen durch Teilnehmersignale aus anderen Zellen, die aber den gleichen Frequenzkanal oder Zeitschlitz verwenden. Im Gegensatz dazu stört im Falle von CDMA jedes Teilnehmersignal aus einer benachbarten Zelle jedes Teilnehmersignal der betrachteten Zelle und es kann eine mittlere Störleistung angenommen werden, deren Stärke abgeschätzt werden kann.
- Eine *kontinuierliche Übertragung* hat gegenüber der gepulsten den Vorteil, dass zum einen nicht ständig neu synchronisiert werden muss und zum anderen die Leistung zeitlich gleichmäßig verteilt ist und dadurch Leistungsspitzen vermieden werden.
- Das Sendesignal eines einzelnen Teilnehmers sollte möglichst eine *konstante Einhüllende* besitzen. Dies entspricht einem niedrigen Crestfaktor des Signals, wodurch die spektralen Störanteile am Ausgang des nichtlinearen Sendeverstärkers minimiert werden.
- Geringe Anforderungen an *Zeitsynchronisation* und *Frequenztrennung* vereinfacht die Koordination der Sendesignale der einzelnen Nutzer insbesondere bei der Uplink-Übertragung.
- *Moderate Detektionskomplexität* benötigt entsprechend geringe Rechenleistung im Empfänger und verursacht entsprechend geringe Laufzeiten bei der Detektion.

4.1 Frequenzmultiplex (FDMA)

Beim Vielfachzugriffsverfahren FDMA wird die gesamte zur Verfügung stehende Bandbreite B in N_u Frequenzbänder unterteilt, wie in Abbildung 4.1a) skizziert. Jedem der maximal N_u gleichzeitig aktiven Teilnehmern wird ein eigenes Frequenzband zugeteilt, in dem er die gesamte Zeit senden darf. Das Separieren der Teilnehmersignale erfolgt durch Filter. Wegen der endlichen Flankensteilheit der Filter ist zwischen den einzelnen Frequenzbändern ein Schutzband notwendig.

- + In der Regel entsteht *keine ISI*, da das Teilnehmersignal schmalbandig ist. Daher ist zur Signaldetektion keine Entzerrung notwendig.

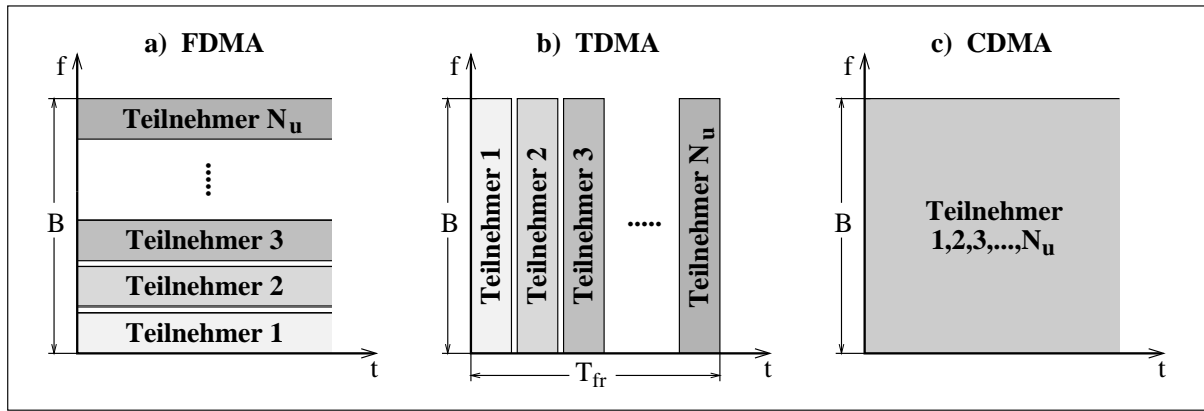


Abbildung 4.1: Prinzipien der Vielfachzugriffsverfahren a) FDMA, b) TDMA und c) CDMA

- + Es tritt *keine Intrazell-Interferenz* auf, da die Sendesignale der verschiedenen Teilnehmer orthogonal zueinander sind. Diese Orthogonalität bleibt auch bei einer Übertragung über den Mobilfunkkanal erhalten.
- + Die Übertragung erfolgt *kontinuierlich mit konstanter Einhüllenden*.
- + *Keine Zeitsynchronisation* der Sendesignale der Teilnehmer untereinander notwendig.
- Es besteht *keine Frequenz-Diversity*, da die Übertragung schmalbandig ist. Daher sind die Teilnehmersignale anfällig gegenüber Störungen durch frequenzselektives Fading.
- Um die Orthogonalität der Signale zueinander zu gewährleisten, muss die Frequenzbelegung aller Teilnehmer überwacht und koordiniert werden.
- Es treten *“worst-case”-Interferenzen* durch Gleichkanalstörungen aus Nachbarzellen auf.
- Nur für *geringe Teilnehmergegeschwindigkeit* geeignet, da bei hohen Geschwindigkeiten die Kohärenzzeit $(\Delta t)_c$ des Mobilfunkkanals in der Größenordnung der Sende-symboldauer liegt und deshalb keine zuverlässige Datendetektion erfolgen kann.

4.2 Zeitmultiplex (TDMA)

Bei TDMA darf jeder Teilnehmer auf der gesamten Bandbreite B senden. Wie in Abbildung 4.1b) skizziert, bekommt jeder der maximal N_u gleichzeitig aktiven Teilnehmer in einem Zeitrahmen der Dauer T_{fr} einen bestimmten Zeitschlitz der Dauer $T_u < T_{fr}/N_u$

zugeordnet, in dem er mit einer (T_{fr}/T_u) -fachen Übertragungsrate sendet. Zwischen den einzelnen Zeitschlitzten ist ein Schutzintervall notwendig, damit sich Teilnehmersignale aus benachbarten Zeitschlitzten nicht gegenseitig stören.

- + *Frequenz-Diversity*, da das Sendesignal aufgrund der erhöhten Übertragungsrate breitbandig ist.
- + Da die Sendesignale zeitlich verteilt werden, entsteht die Möglichkeit, *Zeit-Diversity* zu nutzen. Hierbei muss jedoch gelten, dass der Abstand aufeinanderfolgender Zeitschlitzte eines Teilnehmers größer als die Kohärenzzeit $(\Delta t)_c$ ist.
- + Es tritt *keine Intrazell-Interferenz* auf, da die Sendesignale der verschiedenen Teilnehmer orthogonal zueinander sind.
- + Das Sendesignal wird im Zeitbereich konstruiert und besitzt daher eine *konstante Einhüllende*.
- + *Keine Frequenzsynchronisation* notwendig.
- Wegen der zeitlichen Komprimierung des Sendesignals entsteht *ISI*. Daher wird im Empfänger der Einsatz von Entzerrern notwendig.
- Es treten *“worst-case”-Interferenzen* durch Gleichkanalstörungen auf.
- *Keine kontinuierliche Übertragung*
- *Exakte Zeitsynchronisation* aller Teilnehmer notwendig.
- Unter Umständen ergeben sich unerwünschte *lange Latenzzeiten*, da die Nachricht zwischengespeichert werden muss.

4.3 Codemultiplex (CDMA)

Bei CDMA dürfen alle Teilnehmer zur gleichen Zeit auf der gesamten Bandbreite B senden, wie in Abbildung 4.1c) skizziert. Die Separierung der einzelnen Teilnehmersignale erfolgt mit Hilfe eines teilnehmerspezifischen Spreizungscodes [Pro89, DaB96], wodurch das Signal zudem gespreizt wird. Beim Senden überlagern sich die verschiedenen Teilnehmersignale zu einem Gesamtsignal. Die Spreizungscodes sollten zueinander näherungsweise unkorreliert sein, damit am Empfänger mit Hilfe des individuellen Spreizungscodes das Datensignal möglichst störungsfrei zurückgewonnen werden kann.

Es gibt verschiedene Möglichkeiten die Teilnehmersignale mit den individuellen Spreizungscodes zu separieren. Die drei klassischen Arten sind DS-CDMA, “Frequency-Hopping” (FH-) und “Time-Hopping” (TH-) CDMA [Pro89, SiO94]. Darüber hinaus gibt

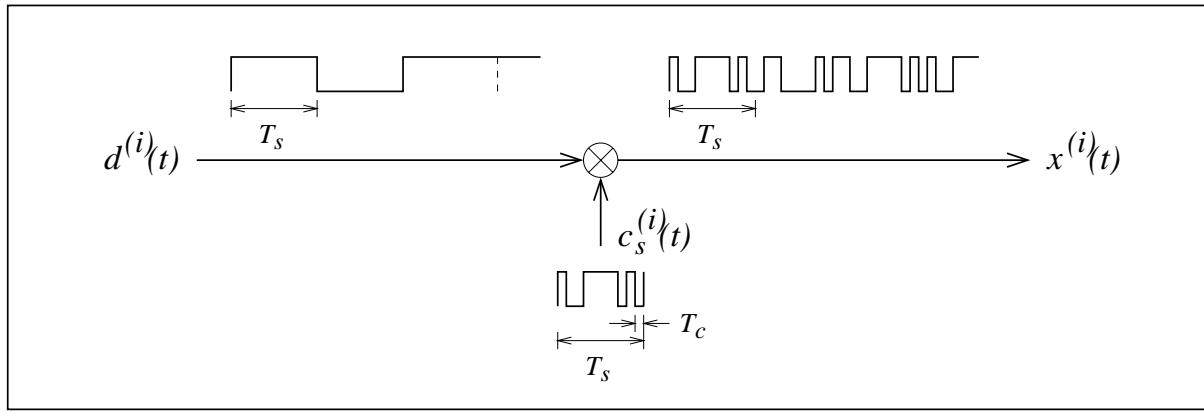


Abbildung 4.2: Prinzip des DS-SS Spreizvorgangs für einen Teilnehmer i

es MC-CDMA, das in dieser Arbeit als Referenzsystem verwendet wird. MC-CDMA und DS-SS werden im Folgenden kurz beschrieben.

4.3.1 Direct-Sequence CDMA

Bei DS-SS wird die Symbolfolge $d^{(i)}(t)$ eines Teilnehmers i mit seinem periodischen, teilnehmerspezifischen Spreizungscode $c_s^{(i)}(t)$ bitsynchron multipliziert, wie in Abbildung 4.2 skizziert. Die Übertragungsbandbreite B ist gegenüber der Symbolrate $R_s = 1/T_s$ um den Faktor $G = T_s/T_c$ gespreizt. Als Spreizsequenz werden Pseudo-Noise (PN-) Sequenzen verwendet, da deren statistische Bindungen zwischen den Elementen der Sequenz gering ist. Prinzipiell wird zwischen synchronem CDMA, bei dem alle Teilnehmersignale untereinander synchronisiert sind, und asynchronem CDMA, bei dem das nicht der Fall ist, unterschieden [DaB96].

- + *Frequenz-Diversity*, da das Sendesignal aufgrund der Spreizung breitbandig ist.
- + *Kontinuierliche Übertragung*
- + Da das Sendesignal im Zeitbereich konstruiert wird, besitzt das einzelne Teilnehmersignal eine *konstante Einhüllende*.
- *MAI*, sowohl *Intrazell-Interferenz* als auch *Interzell -Interferenzen*
- Nur bei synchronem CDMA ist *Synchronisation der Teilnehmersignale* notwendig.
- Ob *ISI* auftritt, ist abhängig von der Datenrate vor der Spreizung.

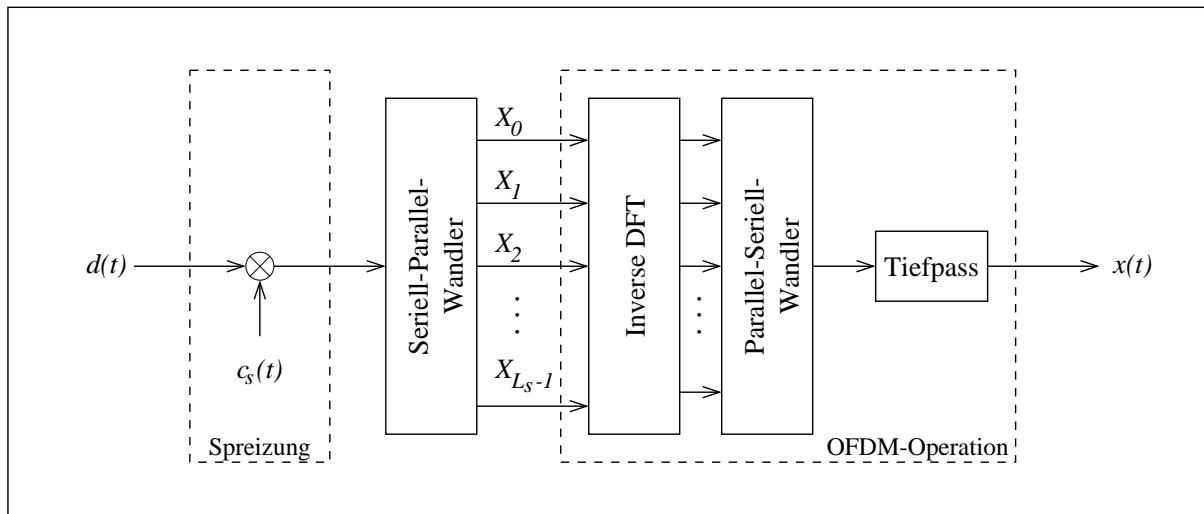


Abbildung 4.3: Prinzip des MC-CDMA-System für einen Teilnehmer

4.3.2 Multi-Carrier CDMA

Die Grundidee von MC-CDMA basiert auf dem OFDM-Verfahren [Sal67, WeE71]. Kennzeichen von OFDM ist die parallele Datenübertragung im Frequenzbereich. Hierzu wird der Datenstrom in L_s Teile aufgeteilt und parallel auf L_s zueinander orthogonalen Trägern gesendet. Die anschließende OFDM-Operation liefert das Sendesignal $x(t)$. Gemäß Abbildung 4.3 wird dafür die inverse Diskrete Fourier-Transformation (DFT) von den L_s parallelen Symbolen gebildet, diese werden in eine serielle Folge gewandelt und tiefpassgefiltert [Scm97].

Bei MC-CDMA wird ein einziges Informationssymbol auf alle L_s Trägerfrequenzen verteilt und übertragen, wie in Abbildung 4.3 skizziert. Analog zu DS-CDMA wird jedes Symbol mit dem teilnehmerspezifischen Spreizungscode $c_s(t)$ der Länge L_s multipliziert und damit gespreizt. Die L_s resultierenden Chips X_l , $l = 0, 1, \dots, L_s - 1$, eines Symbols werden dann auf L_s parallelen Trägern übertragen und dann der OFDM-Operation zugeführt [Faz93, Scm97, YeL93].

- + Es besteht *Frequenz-Diversity*, da ein einziges Symbol eines Teilnehmers auf mehrere Trägerfrequenzen über die gesamte Bandbreite verteilt wird.
- + Es tritt keine *ISI* auf, wenn ein Schutzintervall entsprechender Länge eingefügt wird.
- + Es ist nur eine grobe *Zeitsynchronisation* notwendig.
- Aufgrund der Konstruktion im Frequenzbereich besitzt das Sendesignal eines einzelnen Teilnehmers *keine konstante Einhüllende*, wodurch ein hoher Crestfaktor entsteht.

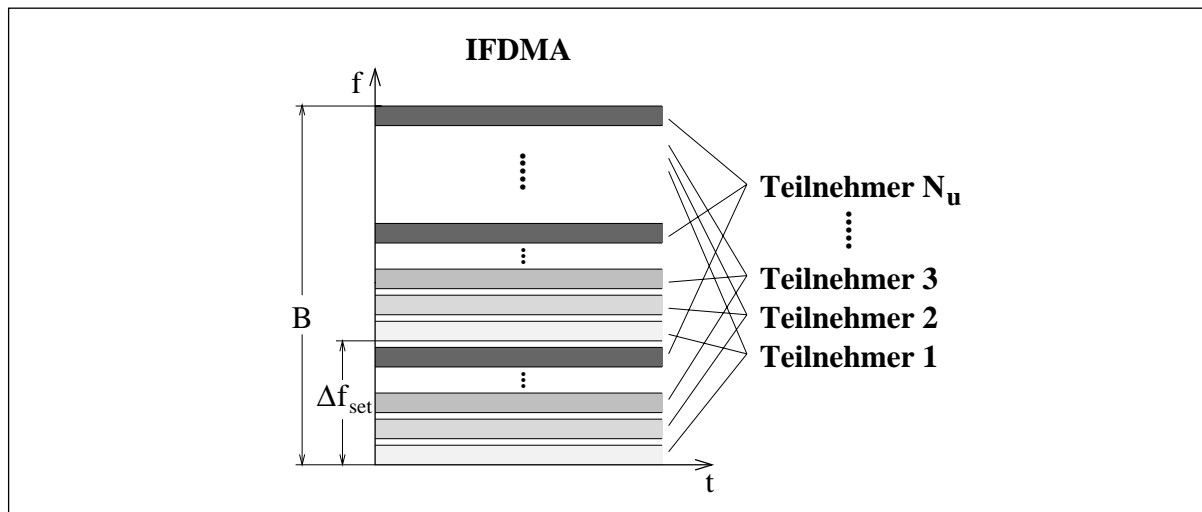


Abbildung 4.4: Prinzip des Vielfachzugriffsverfahren IFDMA

- Auch bei Verwendung von orthogonalen Spreizungsfolgen können aufgrund des frequenzselektiven Übertragungskanals *MAI* auftreten.
- Die Teilnehmersignale müssen zueinander *synchron* sein. Im Downlink werden die Sendesignale von der Basisstation synchronisiert. Im Uplink dagegen ist eine gesonderte Synchronisation vorzusehen.

4.4 Interleaved FDMA (IFDMA)

Bei dem in dieser Arbeit vorgeschlagenem Zugriffsverfahren IFDMA werden die Q Trägerfrequenzen eines Teilnehmersignals äquidistant über die gesamte Bandbreite verteilt. Damit haben sie einen Abstand von $\Delta f_{\text{set}} = B/Q$. Die Sendesignale der anderen Teilnehmer belegen frequenzverschoben den Zwischenraum, so dass die Trägerfrequenzen der einzelnen Teilnehmersignale ineinander verzahnt sind, wie in Abbildung 4.4 skizziert. Die Nutzertrennung erfolgt somit im Frequenzbereich und IFDMA ist ein orthogonales Vielfachzugriffsverfahren wie später noch nachgewiesen wird. Eine detaillierte Systembeschreibung erfolgt in Kapitel 5. IFDMA besitzt die folgenden Vor- und Nachteile:

- + Es besteht *Frequenz-Diversity*, da die Trägerfrequenzen eines Teilnehmersignals über die gesamte Bandbreite verteilt werden.
- + Es tritt *keine Intrazell-Interferenz* auf, da die Sendesignale verschiedener Teilnehmer orthogonal zueinander sind. Die Orthogonalität bleibt auch nach der Übertragung über einen Mobilfunkkanal erhalten.

- + Durch geeignete Wahl der Trägerfrequenzverteilung treten keine *“worst-case”-Interferenzen* durch Gleichkanalstörungen aus Nachbarzellen auf.
- + Die *Übertragung* erfolgt *kontinuierlich*.
- + Aufgrund der Konstruktion im Zeitbereich besitzt das Sendesignal eine *konstante Einhüllende*.
- + *Grobe Zeitsynchronisation* ist ausreichend.
- + Eine *grobe Synchronisation* der Teilnehmersignale ist ausreichend. Deshalb ist IFDMA nicht nur für den Downlink, sondern auch für den Uplink geeignet.
- Wegen einer zeitlichen Komprimierung des Sendesignals tritt –ähnlich wie bei TDMA– *ISI* auf.

IFDMA besitzt ebenso wie MC-CDMA bedeutende Vorteile als Vielfachzugriffsverfahren in der Mobilkommunikation. Im Gegensatz zu MC-CDMA ist aufgrund der ISI eine Entzerrung des Empfangssignals notwendig. Dazu können jedoch einfache Standardtechniken angewendet werden, die den Effekt der ISI drastisch reduzieren [Pro89]. IFDMA besitzt auch mehrere Vorteile gegenüber MC-CDMA. Innerhalb einer Mobilfunkzelle tritt bei IFDMA keine MAI auf und IFDMA weist auch nicht das Problem von MC-CDMA auf, einen hohen Crestfaktor zu besitzen. Darüber hinaus ist IFDMA sowohl im Downlink als auch im Uplink problemlos einsetzbar.

Kapitel 5

Systembeschreibung

Das Grundprinzip von IFDMA basiert auf einer Idee von Dr. Sorger [Sor96], die im Rahmen meiner Promotion zu einem Vielfachzugriffsverfahren für den Mobilfunk weiterentwickelt worden ist. In diesem Kapitel wird IFDMA ausführlich beschrieben. Dazu wird zunächst das Grundprinzip der IFDMA-Konstruktion anhand der zeitkontinuierlichen Darstellung und ihres Fourier-Spektrums erläutert. Da bei IFDMA im Gegensatz zu MC-CDMA die Erzeugung des Sendesignals im Zeitbereich durchgeführt wird, erfolgt die anschließende ausführliche Systembeschreibung von IFDMA im Zeitbereich, wobei die zeitdiskrete Darstellung gewählt wird. Ergänzend dazu folgt die Beschreibung in diskreter Frequenzdarstellung. Anschließend werden Demodulation und Detektion ausführlich behandelt und der Nachweis gegeben, dass IFDMA ein orthogonales Vielfachzugriffsverfahren ist. Darüber hinaus wird erläutert, wie durch geeignete Wahl der IFDMA-Parameter “worst-case”-Interferenzen aus Nachbarzellen vermieden werden können.

5.1 Grundprinzip

Das Grundprinzip des Vielfachzugriffsverfahrens IFDMA wird in diesem Abschnitt anhand der zeitkontinuierlichen Darstellung erläutert. Zur Veranschaulichung ist in Abbildung 5.1 dem zeitkontinuierlichen Signal das entsprechende Fourier-Spektrum gegenübergestellt. Für jeden aktiven Teilnehmer wird das zu sendende Signal wie folgt gebildet: Jeweils Q Informationssymbole d_q , $q = 0, \dots, Q - 1$, werden zu einem Signal $d(t)$ zusammengefasst. Die Dauer T eines Signals $d(t)$ ist $T = QT_s$, da die Informationssymbole d_q die Symboldauer T_s haben. Das entsprechende Fourier-Spektrum $F_d(jf)$ ergibt sich aus der Fourier-Transformation des Signals $d(t)$. In Abbildung 5.1a) ist beispielhaft ein Signal $d(t)$ bestehend aus $Q = 3$ Informationssymbolen d_0, d_1, d_2 und der Betrag des Fourier-Spektrums $|F_d(jf)|$ dargestellt.

Zur Konstruktion des IFDMA-Signals $c(t)$ wird zuerst das Signal $d(t)$ zeitlich um den

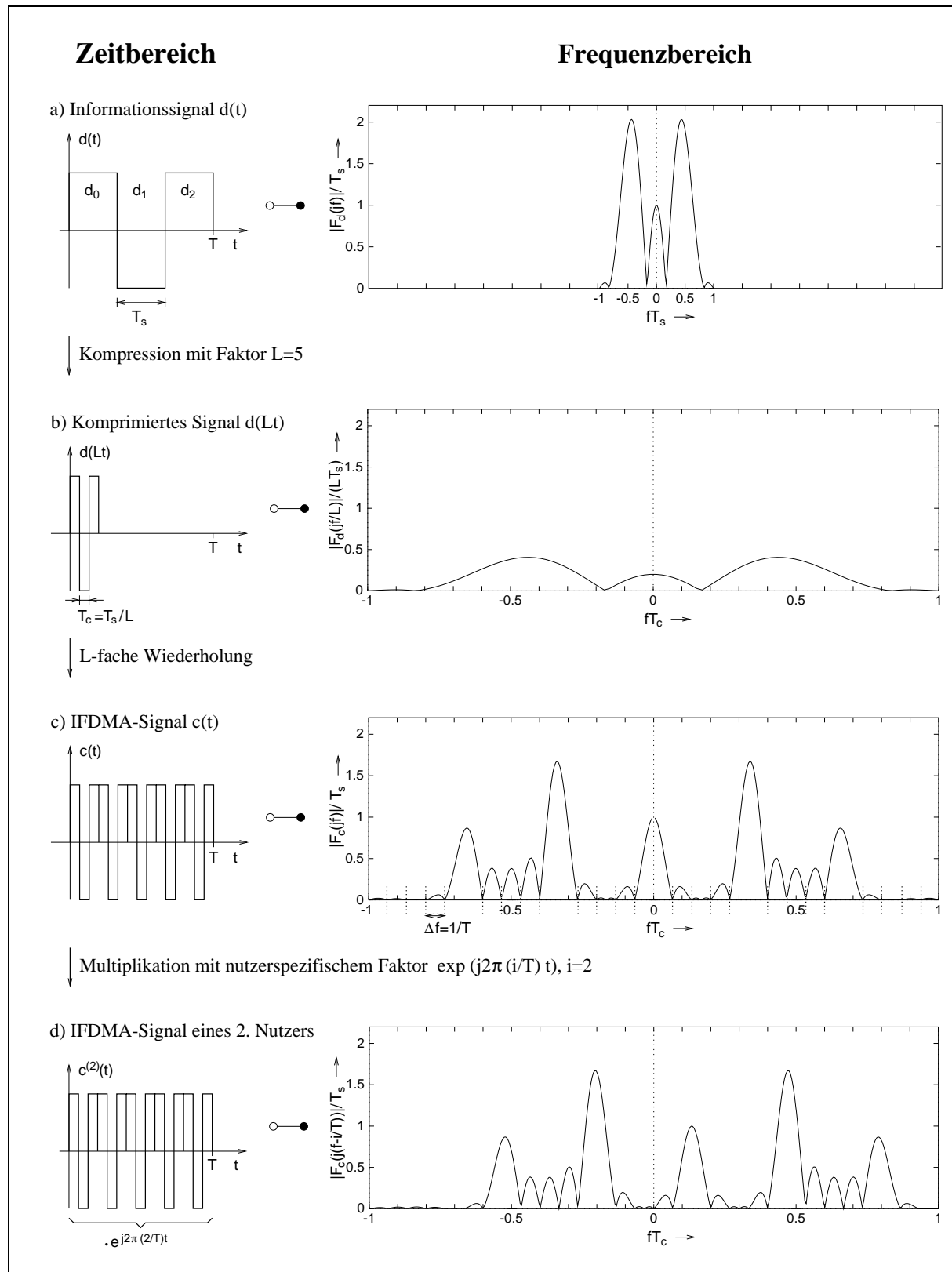


Abbildung 5.1: Darstellung des Grundprinzips der IFDMA-Modulation im Zeit- und Frequenzbereich für $Q = 3$, $L = 5$, $\Delta L = 0$. a) Informationssignal $d(t)$, b) Komprimiertes Signal $d(Lt)$, c) Resultierendes IFDMA-Signal $c(t)$, d) IFDMA-Signal $c^{(i)}(t)$ des i -ten Teilnehmers, $i = 2$.

Faktor L auf die Dauer T/L komprimiert. Das komprimierte Signal $d(Lt)$ besteht aus Q Chips mit der “Chipdauer” $T_c = T_s/L$. Das entsprechende Fourier-Spektrum ist gegenüber dem Fourier-Spektrum $F_d(jf)$ um den Faktor L gedehnt und in der Amplitude gestaucht, d.h. die Fourier-Transformierte zu $d(Lt)$ ist $\frac{1}{L}F_d(jf/L)$. Die Kompression ist in Abbildung 5.1b) skizziert. Anschließend wird das komprimierte Signal $d(Lt)$ L -mal aneinandergereiht. Das resultierende IFDMA-Signal $c(t)$ hat damit die Dauer T . Die Fourier-Transformierte $F_c(jf)$ zu $c(t)$ besitzt aufgrund der Wiederholung $(L - 1)$ Nullstellen in äquidistanten Abständen zwischen den einzelnen Trägerfrequenzen. Diese Nullstellen sind in Abbildung 5.1c) punktiert gekennzeichnet. Der Abstand Δf zwischen den Nullstellen, bzw. zwischen Nullstelle und Trägerfrequenz, beträgt $\Delta f = 1/T$ mit $T = QLT_c$. Wird das Fourier-Spektrum eines anderen Teilnehmersignals um $i \cdot \Delta f$, $i \in \{1, \dots, L - 1\}$, verschoben, liegen die Trägerfrequenzen an den Nullstellen des ersten Teilnehmersignals. Die Trägerfrequenzen der einzelnen Teilnehmersignale sind in diesem Fall orthogonal zueinander, wie in Abschnitt 5.5 noch mathematisch bewiesen wird. Das verschobene Spektrum $F_c(j(f - i \cdot \Delta f))$ wird durch eine Multiplikation des Zeitsignals $c(t)$ mit dem Faktor $e^{j2\pi i \Delta f t}$ erzeugt. Diese Verschiebung ist in Abbildung 5.1d) beispielhaft für ein weiteres Teilnehmersignal mit $i = 2$ dargestellt, wobei der hochgestellte Index (i) den Teilnehmer kennzeichnet.

Das Frequenzspektrum $F_c(jf)$ lässt sich mittels der Fourier-Transformation berechnen. Das IFDMA-Signal $c(t)$ ergibt sich aus dem Informationssignal $d(t)$ zu

$$c(t) = \sum_{l=0}^{L-1} d(L(t - l\frac{T}{L})) . \quad (5.1)$$

Die Fourier-Transformierte $F_c(jf)$ zu $c(t)$ beträgt

$$F_c(jf) = \frac{1}{L} F_d(jf/L) \cdot \sum_{l=0}^{L-1} e^{-j2\pi f l(T/L)} . \quad (5.2)$$

Unter Verwendung der Formel über die Summenorthogonalität komplexer Schwingungen

$$\begin{aligned} \sum_{l=0}^{L-1} e^{-j2\pi f l(T/L)} &= \frac{1 - e^{-j2\pi f T}}{1 - e^{-j2\pi f(T/L)}} = \\ &= \begin{cases} L & \text{wenn } fT = kL \\ 0 & \text{wenn } fT = kL + i, \quad i = 1, \dots, L - 1 \end{cases} , \quad k = 0, 1, \dots, Q - 1, \end{aligned} \quad (5.3)$$

und der Identität $T = QLT_c$ für die IFDMA-Blockdauer folgt

$$F_c(jf_k) = \begin{cases} F_d(jf_k/L) & \text{wenn } f_k = \frac{k}{QT_c} \\ 0 & \text{wenn } f_k = \frac{kL + i}{QLT_c}, \quad i = 1, \dots, L - 1 \end{cases} , \quad k = 0, 1, \dots, Q - 1 . \quad (5.4)$$

In Gleichung (5.4) wird deutlich, dass sich die Nullstellen des Fourier-Spektrums $F_c(jf)$ im Abstand $i \cdot \Delta f$, $i = 0, 1, \dots, L - 1$, von den Trägerfrequenzen befinden. Die Trägerfrequenzen selbst liegen an den Stellen $f_k = k/(QT_c)$, $k = 0, 1, \dots, Q - 1$, und besitzen die Amplitude des Fourier-Spektrums $F_d(jf_k/L)$ des Informationssignals $d(t)$.

5.2 Beschreibung im Zeitbereich

Betrachtet wird eine Zelle eines zellularen Mobilfunksystems mit N_u gleichzeitig sendenden Teilnehmern. Der Sendevektor bei IFDMA wird gebildet, indem jeweils Q Informationssymbole $d_q^{(i)}$, $q = 0, \dots, Q - 1$, des Teilnehmers i , $i = 1, \dots, N_u$, zu einem Übertragungsblock zusammengefasst werden. Die Symboldauer beträgt T_s und damit ergibt sich für die Symbolrate $R_s = 1/T_s$. Im Folgenden wird die Übertragung eines einzelnen Blocks betrachtet, wobei alle endlichen Folgen in Vektornotation geschrieben werden. Zur Vereinfachung wird das Modulationsverfahren BPSK zugrunde gelegt und die binären BPSK-Symbole werden als gleichwahrscheinlich angenommen. Eine Verallgemeinerung auf komplexwertige Symbole ist ohne weiteres möglich.

In Abbildung 5.2 ist das Blockdiagramm des IFDMA-Systems für einen einzelnen Teilnehmer i dargestellt. Ein Block von Q binären Symbolen $d_q^{(i)}$, $q = 0, \dots, Q - 1$, des Teilnehmers i bilden den Symbolvektor $\mathbf{d}^{(i)}$

$$\mathbf{d}^{(i)} = \left[d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, \dots, d_{Q-1}^{(i)} \right]^T, \quad (5.5)$$

der zur Konstruktion des IFDMA-Vektors verwendet wird. Der IFDMA-Vektor $\mathbf{c}^{(i)}$ besitzt dieselbe Blockdauer T wie der Symbolvektor $\mathbf{d}^{(i)}$, nämlich

$$T = Q \cdot T_s. \quad (5.6)$$

Am Anfang eines jeden IFDMA-Vektors der Dauer T , befindet sich ein Schutzintervall, das wie bei OFDM die folgenden zwei Aufgaben erfüllt: Erstens erlaubt es eine gröbere Zeitsynchronisation und zweitens werden damit Interferenzen zwischen IFDMA-Vektoren vermieden. Die ISI kann auf einen einzelnen Symbolvektor $\mathbf{d}^{(i)}$ begrenzt werden, solange die Dauer T_Δ des Schutzintervalls die Bedingung

$$T_\Delta > \tau_{max} \quad (5.7)$$

erfüllt, wobei τ_{max} der maximalen Laufzeitverzögerung des Übertragungskanals entspricht. Soll zusätzlich noch die zeitliche Unsicherheit in der Synchronisation der einzelnen Teilnehmer abgefangen werden, so ist das Schutzintervall entsprechend zu vergrößern. Andererseits muss die Dauer T_Δ des Schutzintervalls so klein wie möglich gegenüber der Blockdauer T sein, damit der Verlust an Übertragungskapazität möglichst gering bleibt.

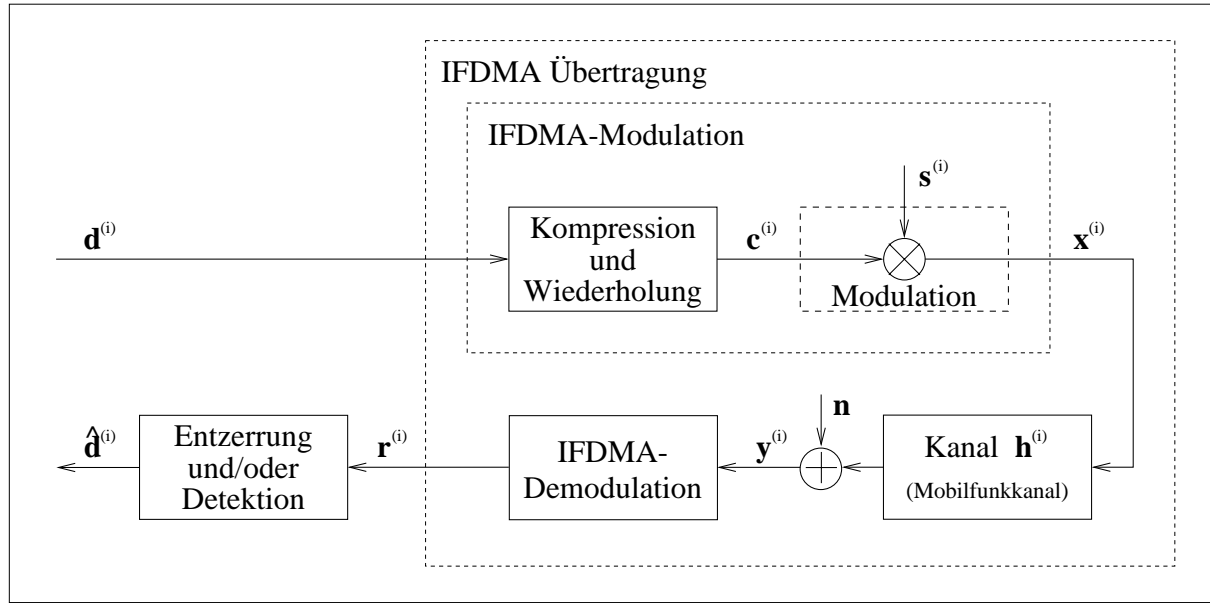


Abbildung 5.2: Prinzipielle Beschreibung von IFDMA für die Übertragung des Sendesignals eines einzelnen Teilnehmers i

Der IFDMA-Vektor $\mathbf{c}^{(i)}$ wird konstruiert indem jedes der Q Informationssymbole des Vektors $\mathbf{d}^{(i)}$ von der Symboldauer T_s auf die “Chipdauer” T_c komprimiert und dieser komprimierte Block $G = (L + L_\Delta)$ -mal aneinander gereiht wird. Die Chipdauer T_c beträgt

$$T_c = \frac{T_s}{L + L_\Delta}, \quad (5.8)$$

so dass die Dauer des IFDMA-Vektors $\mathbf{c}^{(i)}$ der Blockdauer T entspricht. Aufgrund der Komprimierung ergibt sich die Übertragungsbandbreite B bei IFDMA zu

$$B = \frac{1}{T_c} = G \cdot R_s \quad (5.9)$$

und ist somit gegenüber der Symbolrate R_s um den Faktor $G = (L + L_\Delta)$ gespreizt. Der IFDMA-Vektor $\mathbf{c}^{(i)}$ ist definiert als

$$\mathbf{c}^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{L + L_\Delta}} \cdot \underbrace{\left[d_0^{(i)}, \dots, d_{Q-1}^{(i)}; \dots; d_0^{(i)}, \dots, d_{Q-1}^{(i)} \right]^T}_{(L+L_\Delta)\text{-mal}} \quad (5.10)$$

und hat die Dimension $L_c = (L + L_\Delta)Q$. Der Normierungsfaktor $\frac{1}{\sqrt{L + L_\Delta}}$ bewirkt, dass die Leistung pro Symbol $d_q^{(i)}$, $q = 0, \dots, Q - 1$, erhalten bleibt. Im Falle von BPSK-Symbolen ist damit die Energie des IFDMA-Vektors $\mathbf{c}^{(i)}$ auf eins normiert. Die IFDMA-Chips $c_l^{(i)}$ können geschrieben werden als

$$c_l^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{L + L_\Delta}} \cdot d_{l \bmod Q}^{(i)}, \quad l = 0, \dots, L_c - 1. \quad (5.11)$$

Die ersten $L_\Delta Q$ Chips $c_l^{(i)}$, $l = 0, \dots, L_\Delta Q - 1$, bilden das Schutzintervall. Dadurch ist die Dauer T_Δ des Schutzintervalls mit

$$T_\Delta = L_\Delta \cdot Q \cdot T_c \quad (5.12)$$

gegeben, wobei L_Δ so gewählt wird, dass die Bedingung in Gleichung (5.7) erfüllt wird. Der Vektor $\mathbf{x}^{(i)}$ der Sendechips wird aus der elementweisen Multiplikation des IFDMA-Vektors $\mathbf{c}^{(i)}$ mit einem teilnehmerspezifischen Phasenvektor $\mathbf{s}^{(i)}$ der Dimension L_c mit den Elementen

$$s_l^{(i)} = \exp \{ -j \cdot l \cdot \Phi^{(i)} \} , \quad j := \sqrt{-1} , \quad l = 0, \dots, L_c - 1 , \quad (5.13)$$

gebildet. Die teilnehmerabhängige Phase wird als

$$\Phi^{(i)} = i \cdot \frac{2\pi}{QL} , \quad i = 1, \dots, N_u , \quad N_u \leq L , \quad (5.14)$$

gewählt, womit sich der Vektor $\mathbf{x}^{(i)}$ der Sendechips zu

$$\mathbf{x}^{(i)} = \left[c_0^{(i)}, c_1^{(i)} e^{-j\Phi^{(i)}}, \dots, c_{L_c-1}^{(i)} e^{-j(L_c-1)\Phi^{(i)}} \right]^T \quad (5.15)$$

ergibt. Durch die elementweise Multiplikation der beiden Vektoren $\mathbf{c}^{(i)}$ und $\mathbf{s}^{(i)}$ wird der orthogonale Vielfachzugriff realisiert. Dem Teilnehmer i werden Frequenzen zugewiesen, die zu den Frequenzen der anderen Teilnehmer j , $j \neq i$, orthogonal sind.

Zur IFDMA-Signalkonstruktion sei noch angemerkt, dass die Anzahl N_u der aktiven Teilnehmer, die in einer Zelle gleichzeitig orthogonal übertragen können, auf $N_u \leq L$ begrenzt ist. Bei $N_u = L$ aktiven Teilnehmern wird das System als “fully-loaded” bezeichnet. Bei $N_u > L$ aktiven Teilnehmern ist prinzipiell keine orthogonale Übertragung mehr möglich.

5.3 Beschreibung im Frequenzbereich

Vollständigkeitshalber wird im Folgenden die IFDMA-Signalkonstruktion in diskreter Frequenzdarstellung angegeben. In Abbildung 5.3a) ist für die IFDMA-Übertragung des Teilnehmers i beispielhaft ein Symbolvektor $\mathbf{d}^{(i)} = [d_0^{(i)}, d_1^{(i)}, d_2^{(i)}]^T$ und der Betrag dessen diskreter Fourier-Transformierten $DFT\{\mathbf{d}^{(i)}\} = [D_0^{(i)}, D_1^{(i)}, D_2^{(i)}]^T$ schematisch dargestellt. Hierfür wurden die folgenden Parameter gewählt: $Q = 3$, $L = 4$, und $L_\Delta = 0$. Die DFT eines Symbolvektors $\mathbf{d}^{(i)}$ der Länge Q sei

$$DFT\{\mathbf{d}^{(i)}\} = \left[D_0^{(i)}, D_1^{(i)}, \dots, D_{Q-1}^{(i)} \right]^T , \quad (5.16)$$

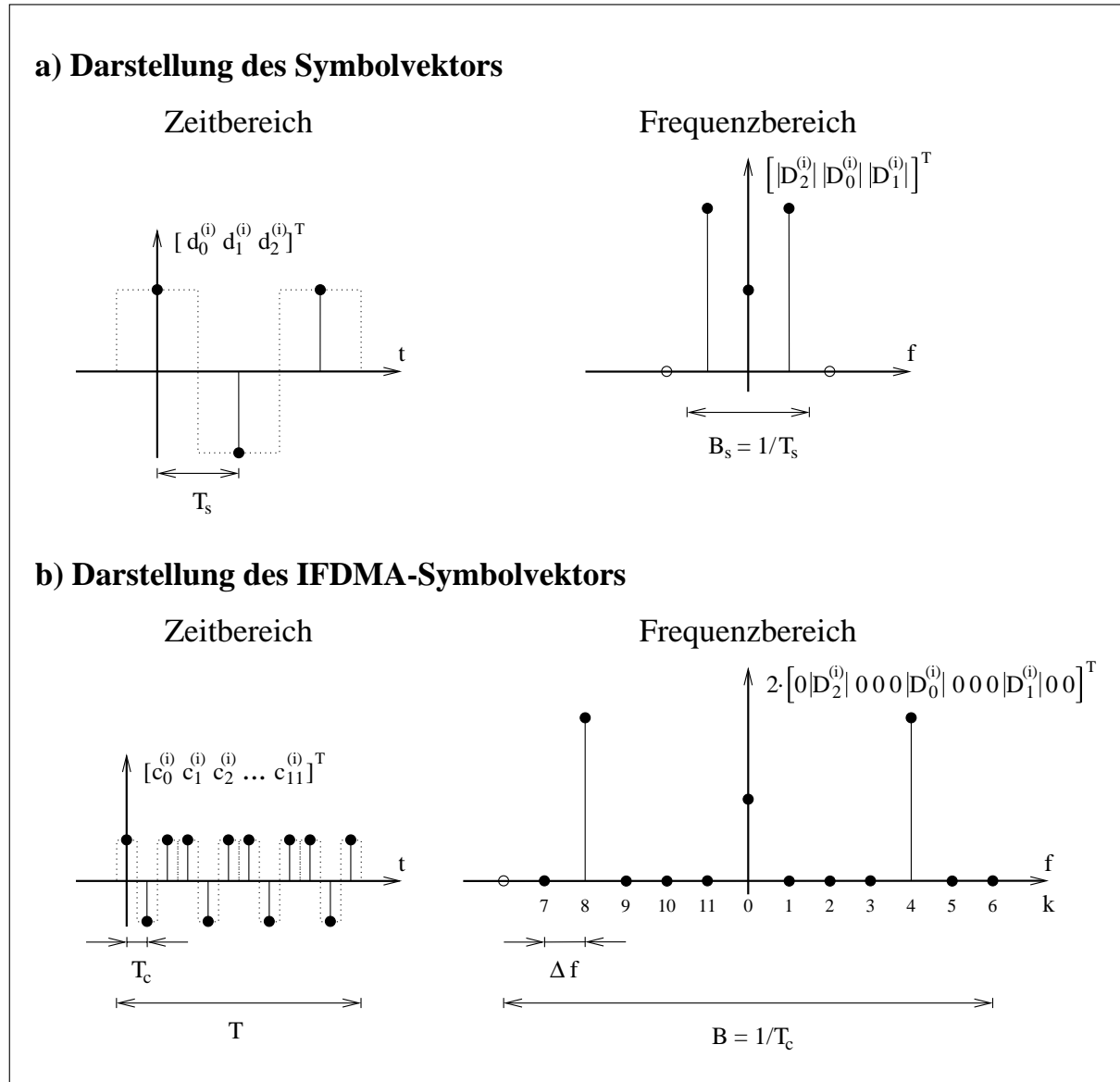


Abbildung 5.3: Schematische diskrete Frequenzbereichsdarstellung von IFDMA für $Q = 3$, $L = 4$, $L_{\Delta} = 0$. a) Symbolvektor $\mathbf{d}^{(i)}$, b) Resultierender IFDMA-Vektor $\mathbf{c}^{(i)}$.

und nach [Fli91] ergibt sich

$$D_k^{(i)} = \sum_{q=0}^{Q-1} d_q^{(i)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{Q}qk}, \quad k = 0, 1, \dots, Q-1. \quad (5.17)$$

An Gleichung (5.17) wird deutlich, dass jedes Symbol $d_q^{(i)}$ eines Teilnehmers i auf Q Trägerfrequenzen übertragen wird. Wie schon im vorherigen Abschnitt 5.2 beschrieben und in Gleichung (5.10) angegeben, erfolgt die IFDMA-Signalkonstruktion durch Kompression und Wiederholung. Abbildung 5.3b) zeigt für das Beispiel den resultierenden IFDMA-Vektor $\mathbf{c}^{(i)} = [c_0^{(i)}, c_1^{(i)}, \dots, c_{11}^{(i)}]^T$ und den Betrag seiner Frequenzbereichsdarstellung $DFT\{\mathbf{c}^{(i)}\} = [C_0^{(i)}, C_1^{(i)}, \dots, C_{11}^{(i)}]^T = 2 \cdot [D_0^{(i)}, 0, 0, 0, D_1^{(i)}, \dots, 0]^T$. Aufgrund der Kom-

pression der Symboldauer T_s auf T_c wird die Bandbreite von $B_s = 1/T_s$ auf $B = 1/T_c$ gespreizt und die Q Trägerfrequenzen gleichmäßig auf die gesamte Bandbreite B verteilt. Die Wiederholung bewirkt, dass $(L-1)$ Nullstellen zwischen den Trägerfrequenzen eingefügt werden, die den Abstand $\Delta f = 1/(LQT_c)$ haben. Mit Hilfe der DFT kann dies formal gezeigt werden. Zur einfacheren Darstellung wird im Folgenden der IFDMA-Vektor ohne Schutzintervall gebildet, d.h. $L_\Delta = 0$. Für den Vektor $\mathbf{c}^{(i)}$ der Länge $L_c = LQ$ ergeben sich die Elemente $C_k^{(i)}$, $k = 0, 1, \dots, L_c - 1$, des transformierten Vektors $DFT\{\mathbf{c}^{(i)}\}$ mit Gleichung (5.11) zu

$$\begin{aligned}
C_k^{(i)} &= \sum_{n=0}^{L_c-1} c_n^{(i)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{L_c}nk} \\
&= \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{n=0}^{L_c-1} d_{n \bmod Q}^{(i)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{L_c}nk} \\
&= \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{q=0}^{Q-1} \left(d_q^{(i)} \cdot \sum_{l=0}^{L-1} e^{-j\frac{2\pi}{L_c}(lQ+q)k} \right) \\
&= \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{q=0}^{Q-1} \left(d_q^{(i)} \cdot e_q^{-j\frac{2\pi}{L_c}qk} \underbrace{\sum_{l=0}^{L-1} e^{-j\frac{2\pi}{L}lk}}_{= \frac{1-e^{-j\frac{2\pi}{L}kL}}{1-e^{-j\frac{2\pi}{L}k}} = \begin{cases} L & \text{wenn } k/L = \{0, 1, \dots, Q-1\} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}} \right) \\
&= \begin{cases} \sqrt{L} \cdot \sum_{q=0}^{Q-1} d_q^{(i)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{Q}q\frac{k}{L}} = \sqrt{L} \cdot D_{k/L}^{(i)} & \text{für } k = \{0, L, 2L, \dots, (Q-1)L\} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (5.18)
\end{aligned}$$

Wie schon in Abschnitt 5.1 veranschaulicht ermöglichen die $(L-1)$ Nullstellen die orthogonale Übertragung der Sendesignale von $(L-1)$ weiteren Teilnehmern. Die dazu notwendige Frequenzverschiebung der Sendesignale wird durch die Multiplikation des IFDMA-Vektors $\mathbf{c}^{(i)}$ mit den teilnehmerspezifischen Phasenvektor $\mathbf{s}^{(i)}$ erzielt [Joh91], der in den Gleichungen (5.13) und (5.14) definiert ist. In Abbildung 5.4 ist die Belegung der Trägerfrequenzen durch verschiedene Teilnehmer beispielhaft dargestellt. Die anderen Teilnehmer benutzen je eine Menge von Trägerfrequenzen, die gegenüber den Trägerfrequenzen des Teilnehmers i verschoben sind, woraus der Name “Interleaved” FDMA entstanden ist. Hier wird anschaulich, dass maximal $N_u = L$ Teilnehmer orthogonal übertragen können. Auf die Orthogonalität von IFDMA, die auch bei Übertragung über einen zeitdispersiven Mobilfunkkanal und bei nicht perfekter Synchronisation der Teilnehmersignale erhalten bleibt, wird in Abschnitt 5.5 ausführlich eingegangen. Es sei noch angemerkt, dass die Trägersynchronisation bei IFDMA in gleicher Weise vorgenommen werden kann wie bei OFDM.

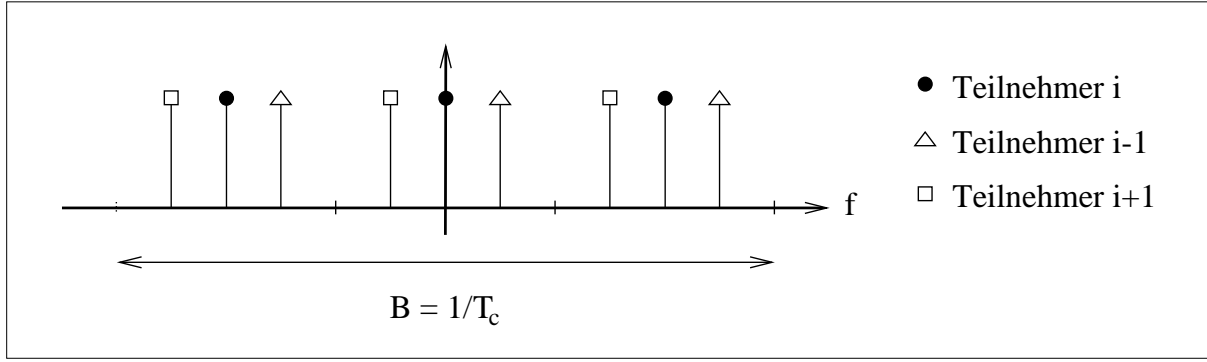


Abbildung 5.4: Belegung der Trägerfrequenzen durch verschiedene Teilnehmer in der Frequenzbereichsdarstellung

5.4 IFDMA-Demodulation

Der Sendevektor $\mathbf{x}^{(i)}$ wird über einen zeitdispersiven Kanal übertragen gemäß Abbildung 5.2. Somit ergibt sich der Empfangsvektor $\mathbf{y}^{(i)}$ zu

$$\mathbf{y}^{(i)} = \mathbf{x}^{(i)} * \mathbf{h}^{(i)} + \mathbf{n} , \quad (5.19)$$

wobei “*” die lineare Faltung bezeichnet. Der Vektor $\mathbf{h}^{(i)}$ der Impulsantwort des zeitdispersiven Kanals für den i -ten Teilnehmer besitzt die Koeffizienten $h_l^{(i)}$, $l = 0, \dots, M$, wobei M die Gedächtnislänge des Kanals angibt gemäß Gleichung (3.16). Der Empfangsvektor $\mathbf{y}^{(i)}$ hat die Dimension $(L_c + M)$ und besteht aus den zeitdiskreten Softwerten $y_l^{(i)}$

$$y_l^{(i)} = \sum_{m=0}^M x_{l-m}^{(i)} \cdot h_m^{(i)} + n_l , \quad l = 0, \dots, L_c + M - 1 . \quad (5.20)$$

Der Rauschvektor \mathbf{n} enthält $(L_c + M)$ weiße, gaußverteilte Rauschwerte (AWGN) n_l mit der einseitigen spektralen Leistungsdichte N_0 . Am Empfänger wird der Empfangsvektor $\mathbf{y}^{(i)}$ mit der teilnehmerabhängigen Phase $\Phi^{(i)}$ aus Gleichung (5.14) entspreizt, indem folgende Demodulationsregel

$$r_q^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{L + L_\Delta}} \sum_{l=L_\Delta}^{L+L_\Delta-1} e^{j(lQ+q)\Phi^{(i)}} \cdot y_{lQ+q}^{(i)} , \quad q = 0, \dots, Q - 1 , \quad (5.21)$$

angewendet wird. Hierfür sind nur die Chips $y_l^{(i)}$, $l = L_\Delta Q, \dots, L_c - 1$, nach dem Schutzintervall relevant. Die resultierenden Q Softwerte $r_q^{(i)}$ bilden den demodulierten Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(i)}$.

Zur Veranschaulichung der Demodulation wird zunächst ein verzerrungs- und rauschfreier Kanal mit dem eindimensionalen Impulsantwortvektor $\mathbf{h}^{(i)} = [1]$ und einem Rauschvektor $\mathbf{n} = \mathbf{0}$, wobei $\mathbf{0}$ der Nullvektor sei, betrachtet. Dann entspricht der Empfangsvektor $\mathbf{y}^{(i)}$

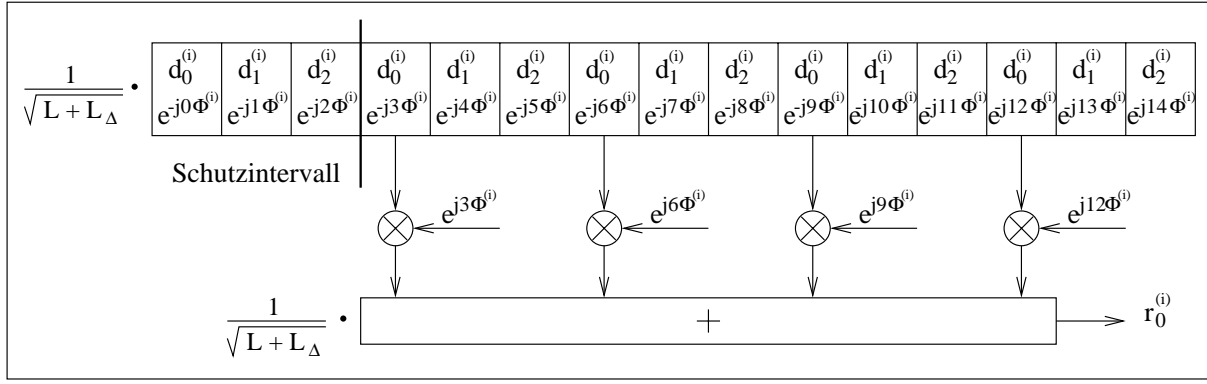


Abbildung 5.5: Schematische Darstellung des Demodulationsverfahren am Beispiel des Symbols $d_0^{(i)}$; $Q = 3$, $L = 4$, $L_\Delta = 1$

genau dem Sendevektor $\mathbf{x}^{(i)}$ und aus Gleichung (5.21) folgt

$$r_q^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{L+L_\Delta}} \sum_{l=L_\Delta}^{L+L_\Delta-1} x_{lQ+q}^{(i)} \cdot e^{j(lQ+q)\Phi^{(i)}} = \frac{1}{\sqrt{L+L_\Delta}} \sum_{l=L_\Delta}^{L+L_\Delta-1} c_{lQ+q}^{(i)} = \frac{L}{L+L_\Delta} \cdot d_q^{(i)}. \quad (5.22)$$

Wird der durch das Schutzintervall hervorgerufene Skalierungsfaktor $\frac{L}{L+L_\Delta}$ vernachlässigt, entspricht der demodulierte Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(i)}$ dem Symbolvektor $\mathbf{d}^{(i)}$. Die Demodulation ist in Abbildung 5.5 beispielhaft dargestellt, wobei die Parameter zu $Q = 3$, $L = 4$, $L_\Delta = 1$ gewählt worden sind und die Demodulation für $d_0^{(i)}$ durchgeführt wird.

5.5 Beweis der Orthogonalität

Im Folgenden wird gezeigt, dass auch in einem zeitdispersiven Kanal die Orthogonalität der Empfangsvektoren $\mathbf{y}^{(i)}$, $i = 1, \dots, N_u$, erhalten bleibt, solange die Anzahl der Teilnehmer $N_u \leq L$ ist und der Vektor $\mathbf{h}^{(i)}$ der Kanalimpulsantwort als konstant über mindestens eine Blockdauer T angenommen werden kann. Für den Fall, dass N_u Teilnehmer gleichzeitig senden, ergibt sich für den gesamten Empfangsvektor \mathbf{y}

$$\mathbf{y} = \sum_{j=1}^{N_u} \mathbf{y}^{(j)}. \quad (5.23)$$

Der Übersichtlichkeit wegen wird wieder angenommen, dass rauschfrei übertragen wird, d.h. $\mathbf{n} = \mathbf{0}$. Die für die Demodulation relevanten Chips y_l , $l = L_\Delta Q, \dots, L_c - 1$, des gesamten Empfangsvektor \mathbf{y} , d.h. die Chips nach dem Schutzintervall, lassen sich nach Gleichung (5.20) gemäß

$$y_l = \sum_{j=1}^{N_u} \sum_{m=0}^M x_{l-m}^{(j)} \cdot h_m^{(j)}, \quad l = L_\Delta Q, \dots, L_c - 1 \quad (5.24)$$

bestimmen. Damit resultiert aus der Demodulation nach Gleichung (5.21) für den Teilnehmer i

$$\begin{aligned}
 r_q^{(i)} &= \frac{1}{\sqrt{L + L_\Delta}} \sum_{j=1}^{N_u} \sum_{m=0}^M \sum_{l=L_\Delta}^{L+L_\Delta-1} x_{lQ+q-m}^{(j)} \cdot h_m^{(j)} \cdot e^{j(lQ+q)\Phi^{(i)}} \\
 &= \frac{1}{L + L_\Delta} \sum_{j=1}^{N_u} \sum_{m=0}^M \sum_{l=L_\Delta}^{L+L_\Delta-1} d_{(q-m) \bmod Q}^{(j)} \cdot e^{-j(lQ+q-m)\Phi^{(j)}} \cdot h_m^{(j)} \cdot e^{j(lQ+q)\Phi^{(i)}} \\
 &= \frac{1}{L + L_\Delta} \sum_{j=1}^{N_u} \sum_{m=0}^M d_{(q-m) \bmod Q}^{(j)} \cdot h_m^{(j)} \cdot e^{jm\Phi^{(j)}} \sum_{l=L_\Delta}^{L+L_\Delta-1} e^{j(lQ+q)(\Phi^{(i)} - \Phi^{(j)})} \\
 &= \begin{cases} \frac{L}{L + L_\Delta} \sum_{m=0}^M d_{(q-m) \bmod Q}^{(i)} \cdot h_m^{(i)} \cdot e^{jm\Phi^{(i)}} & \text{wenn } j = i, \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.25)
 \end{aligned}$$

Gleichung (5.25) zeigt, dass die Orthogonalität der Empfangsvektoren $\mathbf{y}^{(i)}$, $i = 1, \dots, N_u$, auch in einem zeitdispersiven Kanal erhalten bleibt, solange die Kanalimpulsantwort als zeitinvariant während einer Blockdauer T angenommen werden kann. Dadurch treten innerhalb einer einzelnen Zelle eines Mobilfunksystems keine Intrazell-Interferenzen auf. Die Orthogonalität bleibt auch bei einer maximalen zeitlichen Verschiebung $\tau_{max}^{(i)}$ des Signals von Teilnehmer i gegenüber den anderen Teilnehmersignalen erhalten, falls diese Verschiebung kleiner als die Dauer T_Δ des Schutzintervalls abzüglich der maximalen Laufzeitverzögerung τ_{max} des Kanals ist, d. h.

$$\tau_{max}^{(i)} < T_\Delta - \tau_{max} \quad . \quad (5.26)$$

IFDMA ist ein orthogonales Vielfachzugriffssystem wie TDMA oder FDMA. Dies gilt sowohl im Uplink als auch im Downlink, da Gleichung (5.25) für beide Fälle gültig ist. Ist die Annahme der Zeitinvarianz des Kanals während einer Blockdauer T nicht mehr erfüllt, liegt ein frequenzdispersiver Kanal vor. Aufgrund der Frequenzverbreiterung stören sich die Sendesignale der verschiedenen Teilnehmer und die Orthogonalität der Empfangsvektoren ist nicht mehr gegeben. Es tritt somit MAI auf, genauer gesagt Intrazell-Interferenz. Der Grad der Intrazell-Interferenzen ist abhängig von der Größe der Zeitvarianz des Übertragungskanals. Es sei angemerkt, dass die Anforderung der Orthogonalität auch für einen langsam veränderlichen Kanal, wie den Mobilfunkkanal, erfüllt ist, falls die Blockdauer T kleiner als die Kohärenzzeit $(\Delta t)_c$ des Kanals gewählt wurde, d.h. $T < (\Delta t)_c$.

5.6 Modifizierte Demodulation

Aus Gleichung (5.25) wird deutlich, dass der demodulierte Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(i)}$ aus einer zyklischen Faltung der Länge Q gebildet werden kann. Unter Benutzung der Vektornota-

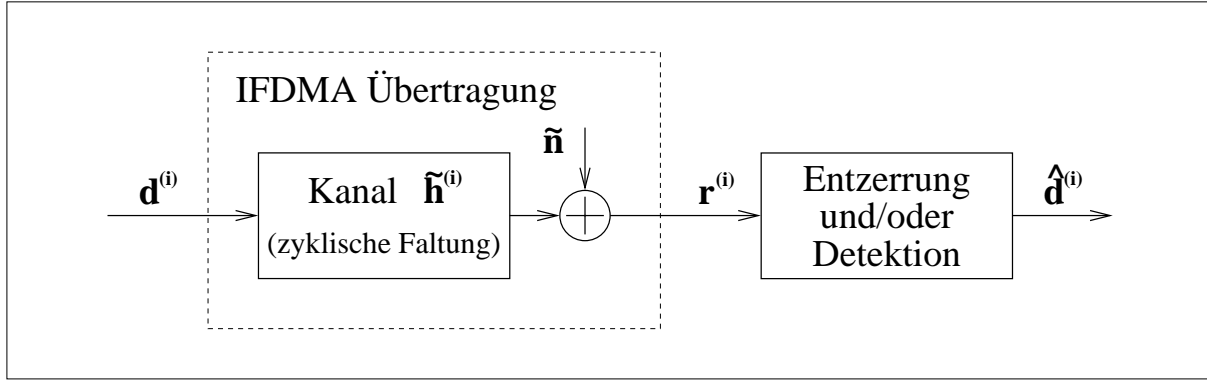


Abbildung 5.6: Äquivalente Beschreibung der IFDMA-Übertragung basierend auf der zyklischen Faltung

tion kann die Demodulationsregel als

$$\mathbf{r}^{(i)} = \frac{L}{L + L_{\Delta}} \mathbf{d}^{(i)} \circledast \tilde{\mathbf{h}}^{(i)} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (5.27)$$

geschrieben werden, wobei “ \circledast ” die zyklische Faltung bezeichnet und $\tilde{\mathbf{n}}$ der resultierende Q -dimensionale Rauschvektor (AWGN) ist. Für die Koeffizienten $\tilde{h}_q^{(i)}$, $q = 0, \dots, Q - 1$, des modifizierten Vektors $\tilde{\mathbf{h}}^{(i)}$ der Kanalimpulsantwort gilt

$$\tilde{h}_q^{(i)} = \begin{cases} \sum_{n=0}^{\lfloor \frac{M-q}{Q} \rfloor} h_{q+nQ}^{(i)} \cdot e^{j(q+nQ)\Phi^{(i)}} & , \quad q \leq M \\ 0 & , \quad q > M \end{cases} \quad q = 0, \dots, Q - 1, \quad (5.28)$$

wobei “ $\lfloor x \rfloor$ ” die größte ganze Zahl kleiner oder gleich x bezeichnet. Diese Gleichung lässt sich für den Fall $Q > M$ zu

$$\tilde{h}_q^{(i)} = \begin{cases} h_q^{(i)} \cdot e^{jq\Phi^{(i)}} & , \quad q = 0, \dots, M \\ 0 & , \quad q = M + 1, \dots, Q - 1 \end{cases} \quad (5.29)$$

vereinfachen. Für die demodulierten Symbole $r_q^{(i)}$, $q = 0, \dots, Q - 1$, gilt somit

$$r_q^{(i)} = \frac{L}{L + L_{\Delta}} \sum_{m=0}^{Q-1} d_{(q-m) \bmod Q}^{(i)} \cdot \tilde{h}_m^{(i)} + \tilde{n}_q, \quad (5.30)$$

wobei der modifizierte Rauschvektor $\tilde{\mathbf{n}}$ die Rauschwerte

$$\tilde{n}_q^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{L + L_{\Delta}}} \sum_{l=L_{\Delta}}^{L+L_{\Delta}-1} n_{lQ+q} \cdot e^{j(lQ+q)\Phi^{(i)}}, \quad q = 0, \dots, Q - 1, \quad (5.31)$$

besitzt. Nach der Entzerrung und/oder Detektion des demodulierten Empfangsvektors $\mathbf{r}^{(i)}$ entsteht der Schätzvektor $\hat{\mathbf{d}}^{(i)}$ für den übertragenen Symbolvektor $\mathbf{d}^{(i)}$. Abbildung 5.6

zeigt basierend auf der zyklischen Faltung eine äquivalente Beschreibung des IFDMA-Systems für einen einzelnen Teilnehmer i . Der gesamte Teil des Blockdiagramms in Abbildung 5.2, der mit “IFDMA-Übertragung” gekennzeichnet ist, ist ersetzt worden durch einen einzelnen Block, der die zyklische Faltung zwischen dem Symbolvektor $\mathbf{d}^{(i)}$ und dem modifizierten Vektor $\tilde{\mathbf{h}}^{(i)}$ der Kanalimpulsantwort durchführt.

5.7 Detektion

Für die Entzerrung und/oder Detektion können verschiedene Strategien angewendet werden. Wird eine Übertragung von BPSK-Symbolen über einen reinen AWGN-Kanal betrachtet, ist die optimale Strategie die Anwendung eines einfachen Schwellwertentscheiders

$$\hat{d}_q^{(i)} = \text{sign} \{ r_q^{(i)} \} , \quad q = 0, \dots, Q-1, \quad (5.32)$$

wobei $\text{sign}\{x\}$ eine binäre Entscheidung von x liefert. In der Mobilkommunikation ist der demodulierte Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(i)}$ mit ISI behaftet, da der zugrunde liegende Übertragungskanal zeitdispersiv ist. Aufgrund der zyklischen Faltung ergibt sich für die Anzahl der störenden Symbole

$$N = \min \{ Q-1, M \} . \quad (5.33)$$

Für kleine Werte N kann auf eine Entzerrung verzichtet werden. Um jedoch alle Energie für die Detektion zu erhalten, sollte vor der Schwellwertentscheidung ein kanalangepasstes Filter (“Matched-Filter”, MF) eingesetzt werden. Daraus ergibt sich folgende Detektionsregel

$$\hat{d}_q^{(i)} = \text{sign} \left\{ \sum_{m=0}^{Q-1} r_{(q+m) \bmod Q}^{(i)} \cdot \tilde{h}_m^{*(i)} \right\} , \quad q = 0, \dots, Q-1, \quad (5.34)$$

wobei x^* den konjugiert komplexen Wert von x bezeichnet. Für große Werte N ist der Störeinfluss durch ISI zu hoch und eine Kanalentzerrung wird notwendig. In Abschnitt 6.3 werden sowohl optimale als auch suboptimale Entzerrerstrategien ausführlich behandelt.

5.8 Vermeidung der “worst-case”-Interzell-Interferenz

Im zellularen Mobilfunk verringern Gleichkanalstörungen aus benachbarten Funkzellen die Übertragungskapazität beachtlich. Gleichkanalstörungen stellen den “worst-case” von

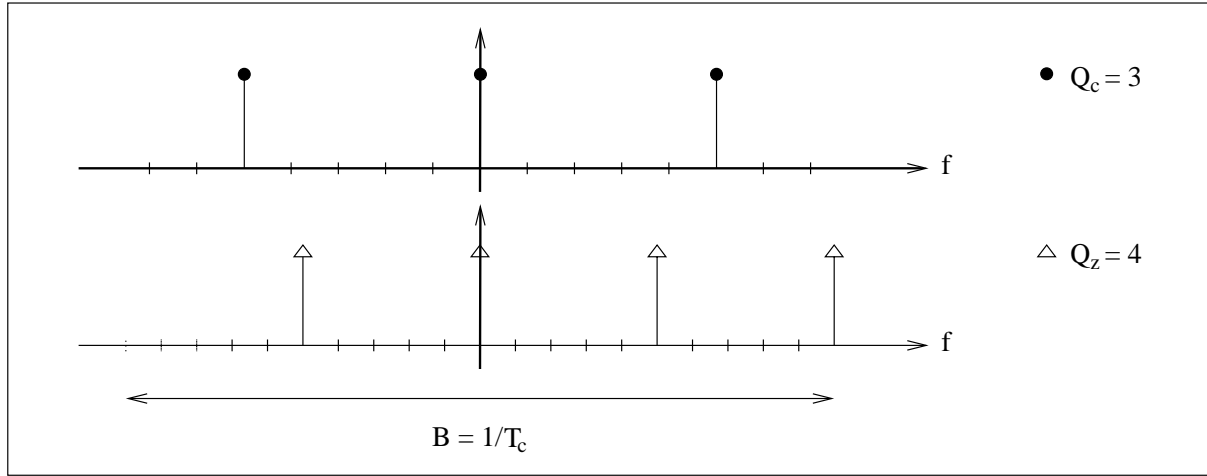


Abbildung 5.8: Schematische Frequenzbereichsdarstellung zweier Teilnehmersignale mit unterschiedlichen Symbolblocklängen $Q_c = 3$ und $Q_z = 4$; $L = 5$, $L_\Delta = 0$

ten des durch den Teilnehmer j gestörten Empfangsvektor $\mathbf{y}^{(i|j)}$ zu

$$y_l^{(i|j)} = y_l^{(i)} + y_l^{(j)} = c_l^{(i)} e^{-j l \Phi_c^{(i)}} + c_{l-k}^{(j)} e^{-j(l-k) \Phi_z^{(j)}}, \quad (5.36)$$

wobei die teilnehmerabhängigen Phasen $\Phi_c^{(i)} = i \cdot 2\pi / (Q_c L)$ und $\Phi_z^{(j)} = j \cdot 2\pi / (Q_z L)$ sind. Ohne Einschränkung der Allgemeinheit kann einfachheitshalber für die Phasen $\Phi_c^{(i)} = \Phi_z^{(j)} = 0$ gesetzt und angenommen werden, dass die Empfangsvektoren zueinander unverschoben sind, d.h. $k = 0$ gilt. Damit vereinfacht sich Gleichung (5.36) zu

$$y_l^{(i|j)} = c_l^{(i)} + c_l^{(j)}. \quad (5.37)$$

Nach der Demodulation gemäß Gleichung (5.21) ergibt sich im Empfänger des Teilnehmers i

$$\begin{aligned} r_q^{(i|j)} &= \frac{1}{\sqrt{L + L_\Delta}} \sum_{l=L_\Delta}^{L+L_\Delta-1} \left(c_{lQ_c+q}^{(i)} + c_{lQ_c+q}^{(j)} \right) \\ &= \frac{L}{L + L_\Delta} \cdot d_q^{(i)} + \frac{1}{L + L_\Delta} \sum_{l=L_\Delta}^{L+L_\Delta-1} d_{(lQ_c+q) \bmod Q_z}^{(j)} \\ &= r_q^{(i)} + n_q^{(j)}. \end{aligned} \quad (5.38)$$

Dem demodulierten Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(i)}$ überlagert sich demnach ein zusätzlicher Störvektor $\mathbf{n}^{(j)}$ mit den Werten $n_q^{(j)}$, $q = 0, \dots, Q_c - 1$. Die beiden Symblocklängen sind gemäß Gleichung (5.35) teilerfremd. Damit ist $n_q^{(j)}$ aus Gleichung (5.38) nahezu der Mittelwert aller Symbole $d_q^{(j)}$, $q = 0, \dots, Q_z - 1$, des störenden Teilnehmers j und kann bei großen Werten Q_z und/oder vielen störenden Teilnehmern näherungsweise als zusätzliches gaußverteiltes Rauschen betrachtet werden. Ferner ist dieser Rauschwert $n_q^{(j)}$ nahezu unabhängig von q , d.h. $n_q^{(j)} \approx n^{(j)}$, $q = 0, \dots, Q_c - 1$, so dass jedes Symbol eine beinahe

identische Störung erfährt. Werden bipolare Symbole betrachtet, die als gleichwahrscheinlich angenommen werden, ist der Rauschwert sehr gering. Das Prinzip ist in Abbildung 5.7 beispielhaft anhand zweier Teilnehmersignale mit der Symbolblocklänge $Q_c = 3$ und $Q_z = 4$ und der Wiederholrate $L + L_\Delta = 5$ veranschaulicht. Abbildung 5.8 zeigt wie die Trägerfrequenzen zweier Teilnehmersignale mit den unterschiedlichen Symbolblocklängen $Q_c = 3$ und $Q_z = 4$ zueinander liegen. Es wird deutlich, dass jede Trägerfrequenz des zusätzlichen Signals nur eine Trägerfrequenz eines anderen Teilnehmers stört. Und damit stört das zusätzliche Signal nicht ein Teilnehmersignal massiv, sondern mehrere Signale nur geringfügig. Wendet man dieses Prinzip auf benachbarte Zellen in einem zellularen Mobilfunksystem an, so werden “worst-case”-Interferenzen vermieden. Anstelle der starken Gleichkanalstörungen bestimmter Teilnehmersignale treten geringfügige Störungen aller Teilnehmersignale einer Zelle.

5.9 Zusammenstellung der Eigenschaften

IFDMA ist ein breitbandiges orthogonales Vielfachzugriffsverfahren, das sich sehr gut für den Einsatz in Mobilfunksystemen eignet und entscheidende Vorteile gegenüber anderen Vielfachzugriffsverfahren für den Mobilfunk besitzt. Kompression und Wiederholung der Informationssymbole im Zeitbereich bewirken, dass die Trägerfrequenzen äquidistant über die gesamte Bandbreite verteilt werden. Ist der Abstand der Trägerfrequenzen größer als die Kohärenzbandbreite des Kanals, erfolgt damit die Übertragung auf mehreren unabhängigen schmalbandigen Trägern. Aufgrund dieser Multicarrier-Komponente wird in frequenzselektiven Mobilfunkkanälen ein Gewinn durch Frequenz-Diversity erzielt. Die Trennung der Teilnehmersignale erfolgt durch die Multiplikation des IFDMA-Vektors mit dem teilnehmerspezifischen Phasenvektor. Die Trägerfrequenzen der verschiedenen Teilnehmersignale sind zueinander orthogonal. Zudem bleibt die Orthogonalität der Empfangsvektoren auch in einem zeitdispersiven Mobilfunkkanal erhalten, wodurch MAI innerhalb einer Mobilfunkzelle vermieden wird.

Ein weiterer Vorteile von IFDMA ist die kontinuierliche Übertragung, wodurch zeitlich eine gleichmäßige Verteilung der Sendeleistung erzielt und die Synchronisation vereinfacht wird. Da die Konstruktion des IFDMA-Sendesignals im Zeitbereich erfolgt, besitzt das Sendesignal im Zeitbereich eine konstante Einhüllende und damit einen minimalen Crestfaktor. Dadurch werden Verzerrungen am Ausgang eines nichtlinearen Sendeverstärkers weitgehend vermieden. Interferenzen aus dem vorangegangenen Symbolblock werden durch das Schutzintervall vermieden, wenn dessen Länge ausreichend groß gewählt wird. Zudem ermöglicht das Schutzintervall die Anforderung an die Zeitsynchronisation zu reduzieren. Durch die Wahl unterschiedlicher Symbolblocklängen in verschiedenen Funkzellen können “worst-case”-Interferenzen durch Gleichkanalstörungen aus Nachbarzellen vermie-

den werden. Dieses Verfahren eignet sich auch dazu, in einer “fully-loaded” Mobilfunkzelle zusätzliche Teilnehmer senden zu lassen. Die dadurch verursachten Störungen wirken sich nicht als “worst-case”-Interferenz auf einen Teilnehmer aus, sondern als Rauschen auf alle.

Die oben erwähnten Vorteile werden durch das Auftreten von ISI erkaufte. Dieser Effekt, der in gleichem Maße wie bei TDMA mit gleichem Kompressionsfaktor auftritt, kann durch den Einsatz von Entzerrern am IFDMA-Empfänger deutlich reduziert werden. Zur Entzerrung können bekannte Standardtechniken [Pro89] angewendet werden, die von der einfachen linearen Entzerrung über die Detektion mit Entscheidungsrückkopplung (DFE) bis hin zur optimalen Entzerrung reichen. Im Gegensatz zu MC-CDMA kann IFDMA ohne Modifikation sowohl für den Downlink als auch für den Uplink eingesetzt werden. Insbesondere kann bei IFDMA dieselbe auf Trainingssymbolen basierende Kanalschätztechnik im Down- und Uplink angewendet werden.

Kapitel 6

IFDMA-Übertragung

In diesem Kapitel werden verschiedene Aspekte der IFDMA-Übertragung behandelt. Zunächst werden die den Simulationen zugrunde liegenden Annahmen und Parametern zusammengestellt. Anschließend wird aufgezeigt, auf welche Weise bei der IFDMA-Übertragung hohe Datenraten erzielt werden können. Somit unterstützt IFDMA verschiedene Datenraten und ist sowohl für die niederratige Sprachübertragung als auch für die höherratige Multimediaübertragung einsetzbar. Da es sich bei IFDMA um ein breitbandiges Vielfachzugriffsverfahren handelt, wird Mehrwegegewinn bei der Übertragung über einen Mobilfunkkanal erzielt. Der maximal mögliche Mehrwegegewinn wird sowohl rechnerisch als auch mittels Simulationen ermittelt. Aufgrund der Breitbandigkeit des IFDMA-Verfahrens wird die Mobilfunkübertragung durch ISI beeinträchtigt. Zur Reduktion der Störeinflüsse durch ISI ist eine Entzerrung im Empfänger notwendig, wobei bekannte Standardverfahren angewendet werden können. Es wird einerseits die optimale ML-Detektion und andererseits das suboptimale DFE-Verfahren mit IFDMA kombiniert und die Leistungsfähigkeit von IFDMA unter Verwendung dieser beiden Entzerrerverfahren untersucht.

6.1 Übertragungsaspekte und Simulationsparameter

Von zukünftigen Systemen zur Mobilkommunikation wird gewünscht, dass Datenübertragung mit unterschiedlichen Datenraten möglich ist, nämlich von niedriger Übertragungsrate, wie für die Sprachübertragung, bis zu höheren Übertragungsraten, wie für die Anwendung von Multimedia. IFDMA unterstützt verschiedene Datenraten und ist zur Übertragung sowohl mit niedrigen als auch mit hohen Datenraten einsetzbar.

In dieser Arbeit wird der Schwerpunkt auf Sprachübertragung gelegt als eine typische Anwendung der Mobilkommunikation. Diese niederratige Datenübertragung ermöglicht

es, dass Monte-Carlo Simulationen mit einem akzeptablen Aufwand durchgeführt werden können und damit einen Einblick in die Leistungsfähigkeit von IFDMA liefern. In der gesamten Arbeit haben alle Simulationen die folgenden gemeinsamen Eigenschaften und Parameter: Alle Simulationen beziehen sich auf eine IFDMA-Übertragung innerhalb einer einzelnen Zelle eines Mobilfunksystems und sind für die Übertragung sowohl im Uplink als auch im Downlink gültig, da zwischen den beiden Übertragungsrichtungen kein konzeptioneller Unterschied besteht. Alle Teilnehmer i , $i = 1, \dots, N_u$, übertragen bipolare, binäre Symbole $d_q^{(i)}$, $q = 0, \dots, Q - 1$, d.h. $d_q^{(i)} \in \{+1, -1\}$. Zur Simulation der IFDMA-Übertragung wird die zyklische Faltung gemäß Gleichung (5.27) zugrunde gelegt. Die Chipdauer T_c beträgt $T_c = 0.8 \mu\text{s}$, wodurch eine Übertragungsbandbreite von $B = 1.25$ MHz realisiert wird. Der Mobilfunkkanal wird entsprechend den GSM-Empfehlungen als ein langsam veränderlicher frequenzselektiver Kanal modelliert [COST207]. Zur Simulation wurde das in [Scm97] vorgeschlagene Modell verwendet, dessen Grundprinzip in Abschnitt 3.4.2 erläutert ist. Insbesondere wird der GSM-Testkanal mit dem VLDS für den BU-Testkanal betrachtet, der eine maximale Verzögerungszeit von $\tau_{max} = 10 \mu\text{s}$ und eine Kohärenzbandbreite von $(\Delta f)_c \approx 225$ kHz besitzt. Für praxisrelevante Werte der Trägerfrequenz $f_c = 1.2$ GHz und der Geschwindigkeit $v \leq 300$ km/h, beträgt die Kohärenzzeit $(\Delta t)_c \approx 1$ ms für diesen Mobilfunkkanal. Somit bleibt die Orthogonalität für die IFDMA-Übertragung erhalten, solange die Blockdauer $T < 1$ ms ist. Dies ist für alle Simulationen in dieser Arbeit gewährleistet. Für die Simulationen ist es erforderlich, dass aus den Kanalkoeffizienten gemäß der GSM-Spezifikation, die eine Abtastperiode von T_a besitzen, neue Kanalkoeffizienten mit der Abtastperiode T_c gebildet werden. Die dazu notwendige Umrechnung der Kanalkoeffizienten sind in Abschnitt 3.4.1 und die Spezifikation der GSM-Testkanäle sind im Anhang A angegeben. Für alle Simulationen wird der synchrone Fall angenommen, d.h. alle aktiven Teilnehmer verwenden die gleiche Chipdauer T_c und sind in der Frequenz exakt und in der Zeit gemäß Gleichung (5.26) grob synchronisiert. Während diese Anforderungen für eine Downlink-Übertragung problemlos erfüllt werden können, ist dazu bei einer Uplink-Übertragung ein Kontrollsignal notwendig, das von der Basisstation ausgestrahlt wird. Mit Hilfe dieses Kontrollsignals passen alle Teilnehmer in der Mobilfunkzelle ihre Übertragung in Chipdauer, Frequenz und Zeit derart an, dass sich alle Sendesignale an der Basisstation synchron überlagern. In Abschnitt 6.2 und 6.3 wird angenommen, dass der Kanal perfekt geschätzt werden kann und damit die Kanalimpulsantwort $\mathbf{h}^{(i)}$ am Empfänger exakt bekannt ist. In Abschnitt 7.2 dagegen wird eine kombinierte Kanalschätzung und Entzerrung durchgeführt. Weiterhin sind alle Simulationsergebnisse für ein vollbelastetes IFDMA-System gültig, d.h. die Anzahl der gleichzeitig sendenden Teilnehmer ist $N_u = L$. Hierzu sei angemerkt, dass es aufgrund der Orthogonalität ausreichend ist, die Simulationen für einen einzelnen Teilnehmer i durchzuführen.

Neben der Sprachübertragung ist IFDMA auch für Anwendungen mit hohen Datenraten

geeignet. Dies kann bei der IFDMA-Übertragung auf verschiedene Weise erzielt werden:

- **Kombination von mehreren physikalischen Teilnehmerkanälen zu einem logischen Teilnehmerkanal:**

Diese Standardtechnik, um höhere Datenraten zu erreichen, wird auch in anderen Vielfachzugriffsverfahren verwendet. Bei IFDMA ist diese Technik besonders leicht durchzuführen.

- **Vergrößerung der Übertragungsbandbreite:**

Betrachtet wird ein fester Spreizfaktor G , wie er in Gleichung (5.9) definiert ist. Ein Vergrößern der Übertragungsbandbreite und damit ein Verkleinern der Chipdauer T_c ermöglicht eine Übertragung mit einer höheren Symbolrate $R_s = 1/T_s$. Konsequenterweise kann die Länge Q des Symbolvektors vergrößert werden. Dabei ist lediglich zu beachten, dass die Blockdauer $T = QT_s$ kleiner als die Kohärenzzeit $(\Delta t)_c$ des Kanals bleibt, um die Orthogonalität zu erhalten.

- **Verwendung von M -wertigen Modulationsverfahren:**

In IFDMA sind nicht nur binäre sondern auch komplexe Symbole möglich und somit M -wertige Modulationsverfahren. Dazu sei angemerkt, dass die verwendeten Modulationsverfahren für IFDMA linear sein müssen, um die Orthogonalität zu gewährleisten.

Zusammenfassend sei gesagt, dass IFDMA für zukünftige Systeme der Mobilkommunikation, in denen eine Übertragung sowohl mit hohen als auch niedrigen Datenraten gefordert wird, geeignet ist, da IFDMA für beide Arten anwendbar ist.

6.2 Matched-Filter-Bounds für die Mobilfunkübertragung

Bei der IFDMA-Übertragung über einen Mobilfunkkanal wird ein Mehrwegegewinn (“Frequency Diversity Gain”) erzielt, da das System als ein breitbandiges Mehrträgerübertragungssystem betrachtet werden kann. Jedem Teilnehmer i , $i = 1, \dots, N_u$, wird für die Übertragung eines Symbolvektors $\mathbf{d}^{(i)}$ der Länge Q eine Menge von Q Trägerfrequenzen zugeordnet. Die Trägerfrequenzmenge eines Teilnehmers i ist so gewählt, dass sie orthogonal zu den Trägerfrequenzen aller anderen Teilnehmer ist. Weiterhin sind die Q Trägerfrequenzen über die gesamte Übertragungsbandbreite B gleichmäßig verteilt, um einen größtmöglichen Mehrwegegewinn zu erzielen. Der daraus resultierende Abstand Δf_{set} zwischen den Q Trägerfrequenzen beträgt

$$\Delta f_{set} = \frac{B}{Q}. \quad (6.1)$$

Hierzu sei angemerkt, dass jedes Symbol $d_q^{(i)}$, $q = 0, \dots, Q - 1$, des Symbolvektors $\mathbf{d}^{(i)}$ auf allen Q Trägerfrequenzen übertragen wird und somit über die gesamte Übertragungsbandbreite B verteilt ist.

Die maximale Anzahl aktiver Teilnehmer in einem IFDMA-System ist $N_u = L$. Darum gibt es insgesamt QL Trägerfrequenzen, wodurch der kleinste Trägerfrequenzabstand Δf innerhalb des IFDMA-Systems

$$\Delta f = B_T = \frac{B}{Q \cdot L} \quad (6.2)$$

beträgt und äquivalent zur Bandbreite B_T eines einzigen Trägersignals ist. Der Trägerfrequenzabstand Δf garantiert die Orthogonalität zwischen den Trägerfrequenzmengen, wie in Abbildung 5.3 veranschaulicht. Für die Bandbreite B_T der einzelnen Trägersignale wird angenommen, dass sie klein im Vergleich zu der Kohärenzbandbreite $(\Delta f)_c$ des Kanals ist

$$B_T \ll (\Delta f)_c. \quad (6.3)$$

Dadurch wird gewährleistet, dass die einzelnen Trägersignale nicht-frequenzselektiven Fading, also Rayleigh-Fading, unterliegen. Gilt darüber hinaus auch noch

$$\Delta f_{set} \gg (\Delta f)_c, \quad (6.4)$$

kann das Rayleigh-Fading auf den einzelnen Trägersignalen als voneinander statistisch unabhängig angenommen werden. Diese Annahme ist gültig für IFDMA-Parameter, die von praktischem Interesse sind, wie später gezeigt wird.

Offensichtlich kann der Mehrwegegewinn vergrößert werden, indem die Länge Q des Symbolvektors $\mathbf{d}^{(i)}$ vergrößert wird, da dadurch die Anzahl der Trägerfrequenzen innerhalb einer Trägerfrequenzmenge erhöht wird. Bei gleichbleibender Bandbreite B verringert sich jedoch gemäß Gleichung (6.1) der Frequenzabstand Δf_{set} . Ist der Abstand Δf_{set} nicht mehr groß gegenüber der Kohärenzbandbreite $(\Delta f)_c$ des Kanals, gilt also

$$\Delta f_{set} \not\gg (\Delta f)_c, \quad (6.5)$$

dann sind die Rayleigh-Fading-Prozesse auf den einzelnen Trägersignalen nicht mehr statistisch unabhängig voneinander. Dadurch tritt ein Sättigungseffekt für den erreichbaren Mehrwegegewinn auf. Der maximale Mehrwegegewinn D ist abhängig von der Übertragungsbandbreite B und der Kohärenzbandbreite $(\Delta f)_c$ des Kanals und kann abgeschätzt werden durch [Pro89]

$$D \approx \frac{B}{(\Delta f)_c}. \quad (6.6)$$

Um den exakten Mehrwegegewinn D zu ermitteln, der mit IFDMA erreichbar ist, wird die Matched-Filter-Bound (MFB) für uncodierte IFDMA-Übertragung simuliert. Die MFB

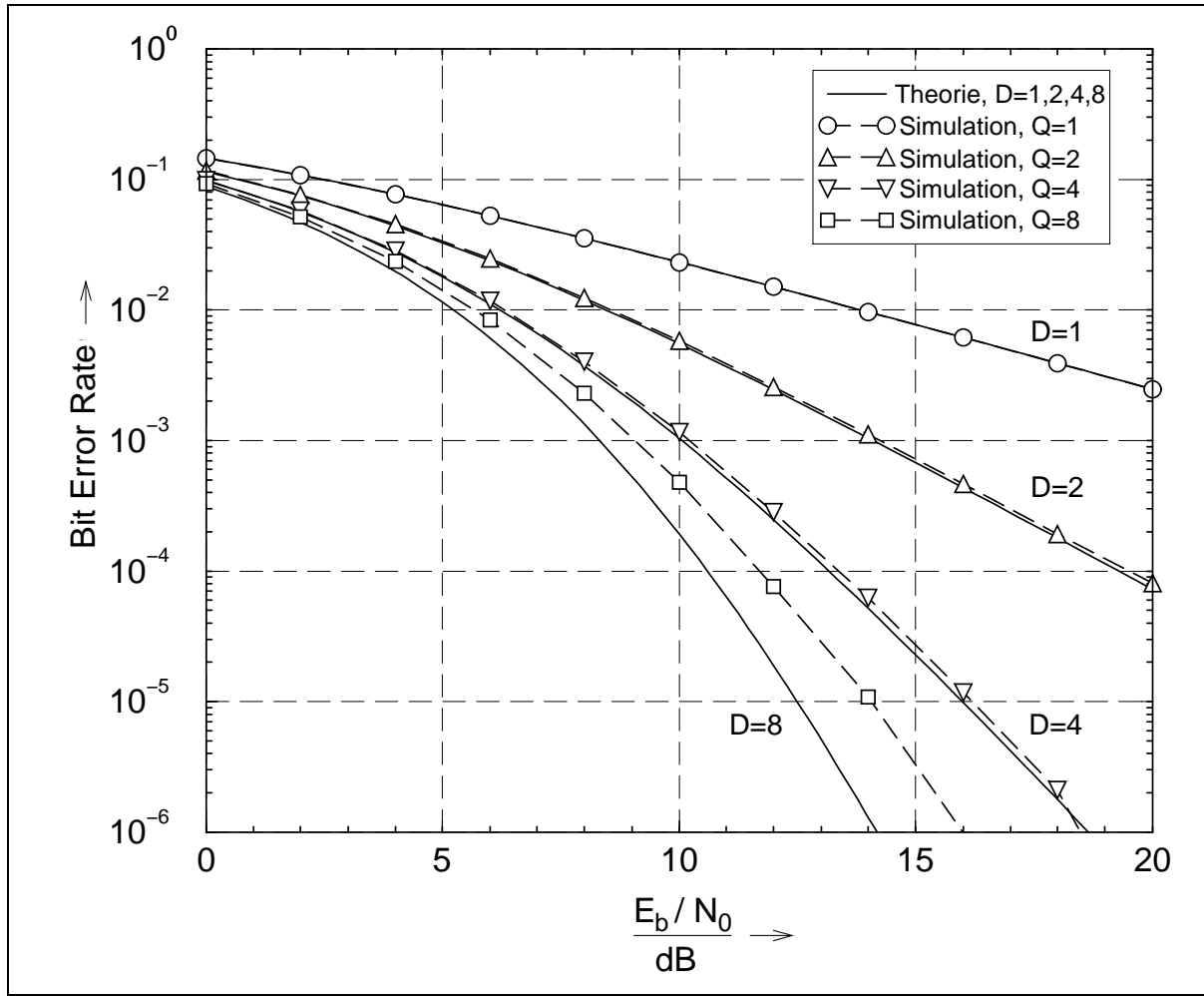


Abbildung 6.1: Simulierte BER für $Q = 1, 2, 4, 8$ im Vergleich mit der theoretischen BER der Mehrwegeübertragung mit $D = 1, 2, 4, 8$.

stellt die Leistungsfähigkeit des Systems mit einem Matched-Filter-Empfänger gemäß Gleichung (5.34) unter idealen Bedingungen dar, d.h. ohne Beeinträchtigung durch ISI. Somit erhält man eine Grenzkurve, die die bestmögliche IFDMA-Leistungsfähigkeit ohne ISI-Effekte für gegebene Parameter und einen bestimmten Übertragungskanal aufzeigt. Die Simulation der ISI-freien IFDMA-Übertragung wird durch Betrachtung einer IFDMA-Übertragung mit isolierten Symbolen erreicht. Der Simulation liegt der GSM-Testkanal BU mit einer Kohärenzbandbreite von ungefähr $(\Delta f)_c \approx 225$ kHz zugrunde. Somit ergibt sich nach Gleichung (6.6) bei dem GSM-Testkanal BU mit einer Übertragungsbandbreite von $B = 1.25$ MHz ein Mehrwegegewinn D von circa $D = 5 \dots 6$.

Im Folgenden wird die Abhängigkeit zwischen der Anzahl Q der Trägerfrequenzen und des erreichbaren Mehrwegegewinns für die Werte $Q = 1, 2, 4, 8$ untersucht. Um für alle Simulationen vergleichbare Bedingungen zu gewährleisten, wird die Trägerfrequenzbandbreite B_T konstant auf $B_T = 2.44$ kHz gehalten. Dies wird nach Gleichung (6.2) erreicht, indem das Produkt QL konstant zu $QL = 512$ gewählt wird. Die korrespondierenden Werte L er-

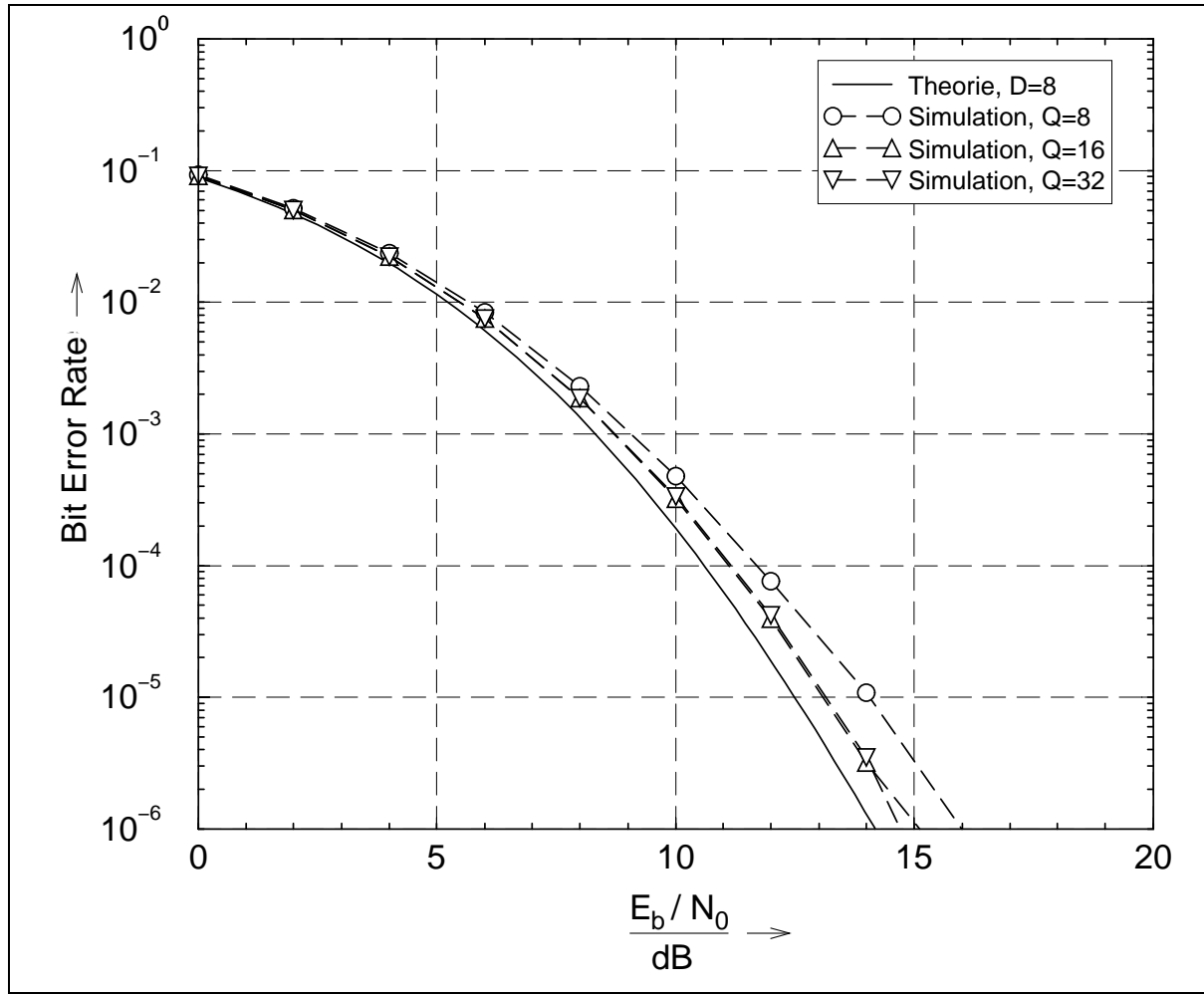


Abbildung 6.2: Simulierte BER für $L = 64$ und $Q = 8, 16, 32$ im Vergleich mit der theoretischen BER der Mehrwegeübertragung mit $D = 8$.

geben sich zu $L = 512, 256, 128, 64$. Die Simulationsergebnisse sind als Bitfehlerrate (“Bit Error Rate”, BER) $P_b(\gamma_b)$ in Abhängigkeit des Signalgeräuschabstands (“Signal-to-Noise Ratio”, SNR) $\gamma_b = E_b/N_0$ in Abbildung 6.1 dargestellt, wobei E_b die mittlere empfangene Signalenergie pro binärem Symbol ist. Überdies sind die theoretischen BER-Kurven für eine Mehrwegeübertragung über $D = 1, 2, 4, 8$ statistisch unabhängige Rayleighschwundkanälen in Abbildung 6.1 eingezeichnet [Pro89]. Für $Q = 1, 2, 4$ stimmen die Simulationsergebnisse sehr gut mit den theoretischen BER-Kurven für $D = 1, 2, 4$ überein. Das Simulationsergebnis für $Q = 8$ ist jedoch etwas schlechter als die theoretische BER-Kurve für $D = 8$, was auf eine mögliche Sättigung des Mehrwegegewinns hinweist. Es sei angemerkt, dass die Simulationen mit einem Abtastwert pro binären Symbol erfolgen, wodurch Effekte, die durch verschiedene Sendesignalformen hervorgerufen werden, nicht berücksichtigt werden. Der Mehrwegegewinn mit IFDMA, der unter Berücksichtigung des Einflusses der Sendesignalform erreichbar ist, ist in [SmD98] untersucht und diskutiert worden.

Für eine detailliertere Untersuchung über die Sättigung des Mehrwegegewinns, wie sie

sich in Abbildung 6.1 abzeichnet, werden ergänzende Simulationen für $L = 64$ betrachtet. Die Anzahl Q der Trägerfrequenzen wird auf $Q = 16$ und $Q = 32$ vergrößert. Die Simulationsergebnisse sind zusammen mit der theoretischen Kurve für $D = 8$ in Abbildung 6.2 dargestellt. Wird Q auf Werte $Q > 8$ erhöht, werden dennoch keine substantiellen Leistungsverbesserungen mehr erreicht. Aufgrund der Vergrößerung von Q verkleinert sich der Abstand Δf_{set} bis er nicht mehr groß gegenüber der Kohärenzbandbreite $(\Delta f)_c$ des Kanals ist. Das bedeutet, dass mit zunehmenden Q die Rayleighschwundprozesse der einzelnen Trägersignale nicht mehr statistisch unabhängig voneinander sind, sondern immer stärker korreliert, wodurch ein Sättigungseffekt beim Mehrwegegewinn auftritt.

Ähnliche Simulationsergebnisse erhält man bei der Betrachtung der anderen GSM-Testkanäle. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass der Mehrwegegewinn abhängig von der Anzahl Q der Trägerfrequenzen ist. Je größer Q ist, desto größer ist der erreichbare Mehrwegegewinn. Jedoch ist dieser begrenzt und für eine IFDMA-Übertragung mit den obigen Parametern wird ein maximaler Mehrwegegewinn schon für eine kleine Anzahl von $Q = 8$ Trägerfrequenzen erreicht.

6.3 Optimale und suboptimale Entzerrung

Die IFDMA-Übertragung über einen Mobilfunkkanal wird durch ISI beeinträchtigt. Zur Reduktion der Störeinflüsse durch ISI ist eine Entzerrung im Empfänger notwendig, wobei bekannte Standardverfahren [Pro89] angewendet werden können. Im Folgenden wird einerseits die optimale ML-Detektion und andererseits der suboptimale DFE betrachtet und die Leistungsfähigkeit von IFDMA mit diesen beiden Entzerrungsverfahren untersucht.

6.3.1 Maximum-Likelihood (ML) Detektion

Bei der IFDMA-Übertragung über einen Mobilfunkkanal ist die Anzahl N der störenden Symbole durch Gleichung (5.33) gegeben und kann nicht größer als die Blocklänge Q werden. Wie im vorangegangenen Abschnitt gezeigt wurde, ist der Gewinn durch Frequenz-Diversity begrenzt und bei der IFDMA-Übertragung fast maximal für $Q = 8$. Hierfür ist ML-Detektion am Empfänger praktikabel, da für jeden Nutzer i , $i = 1, \dots, N_u$, maximal $N_p = 2^Q = 256$ mögliche Symbolvektoren $\mathbf{d}^{(i,p)}$, $p = 1, \dots, N_p$, verglichen werden müssen, um für den gesendeten Symbolvektor $\mathbf{d}^{(i)}$ den Vektor $\hat{\mathbf{d}}^{(i)}$ mit den optimalen Schätzwerten zu finden. Wird eine rauschfreie Übertragung für alle möglichen gesendeten Symbolvektoren $\mathbf{d}^{(i,p)}$ betrachtet, erhält man nach Gleichung (5.27) den rauschfreien demodulierten Vektor $\mathbf{r}^{(i,p)}$ gemäß

$$\mathbf{r}^{(i,p)} = \frac{L}{L + L_\Delta} \mathbf{d}^{(i,p)} \otimes \tilde{\mathbf{h}}^{(i)}, \quad i = 1, \dots, N_u; \quad p = 1, \dots, N_p, \quad (6.7)$$

da für den Rauschvektor $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{0}$ gilt. Der mögliche gesendete Symbolvektor $\mathbf{d}^{(i,p)}$, der den quadratischen Euklidischen Abstand zwischen dem korrespondierenden rauschfreien demodulierten Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(i,p)}$ und dem empfangenen verrauschten demodulierten Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(i)}$ minimiert, ist der optimale Schätzvektor $\hat{\mathbf{d}}^{(i)} = \mathbf{d}^{(i,p)}$ zu dem gesendeten Symbolvektor $\mathbf{d}^{(i)}$. Die ML-Detektion lässt sich somit wie folgt mathematisch formulieren:

$$\text{Suche: } \min_p \left\{ \delta_p^2 = \|\mathbf{r}^{(i)} - \mathbf{r}^{(i,p)}\|^2, \forall p = 1, \dots, N_p \right\} \quad (6.8)$$

Für die Simulation wird eine IFDMA-Übertragung über den GSM-Testkanal BU mit $N_u = L$ gleichzeitig sendenden Teilnehmern betrachtet. Die Gedächtnislänge des Kanals ist gemäß Gleichung (3.16) $M = 13$ und die Parameter werden zu $Q = 8$, $G = L + L_\Delta = 64$ und $L_\Delta = 2$ gewählt. Folglich ergibt sich für die Symboldauer $T_s = 51.2 \mu\text{s}$, die Blockdauer $T = 409.6 \mu\text{s}$ und das Schutzintervall $T_\Delta = 12.8 \mu\text{s}$. Mit dieser Wahl der Parameter ist die Bedingung in Gleichung (5.7) erfüllt und die Anzahl N der störenden Symbole ergibt sich nach Gleichung (5.33) zu $N = Q = 8$. Abbildung 6.3 zeigt die Simulationsergebnisse für IFDMA mit ML-Detektion dargestellt als BER in Abhängigkeit des SNR. Zum Vergleich sind das Simulationsergebnis einer MC-CDMA Übertragung unter Verwendung vergleichbarer Übertragungsparameter [SmK96] und die korrespondierende MFB aus dem vorangegangenen Abschnitt eingezeichnet. Darüber hinaus ist auch das Simulationsergebnis einer IFDMA-Übertragung ohne Entzerrung angegeben, das unter Verwendung eines Matched-Filter-Empfängers gemäß Gleichung (5.34) erzielt worden ist und aufgrund der starken ISI eine schlechte Performance aufweist. Im Gegensatz hierzu, führt die IFDMA-Übertragung mit ML-Detektion zu einer beträchtlichen Leistungsverbesserung. Auch im Vergleich zu MC-CDMA mit ML Multi-User Detektion sind die Ergebnisse für IFDMA besser. Für Fehlerwahrscheinlichkeiten von $P_b(\gamma_b) = 10^{-3}$ und $P_b(\gamma_b) = 10^{-4}$ werden Gewinne von 0.8 dB bzw. 2.5 dB gegenüber MC-CDMA erreicht. Es sei angemerkt, dass auch mit ML-Detektion, der bestmöglichen Empfängerstrategie, es nicht möglich ist, die MFB zu erreichen. Dieser Effekt ist ähnlich wie im Falle von MC-CDMA mit ML Multi-User Detektion zur Bekämpfung der MAI [SmK96].

Ein anderer Ansatz zur Entzerrung für IFDMA basiert auf Gleichung (5.27). Aufgrund der zyklischen Faltung ergibt sich eine Situation äquivalent zur Decodierung von “tail biting”-Faltungscodes [MaW86]. Folglich können dieselben Methoden, die zur Decodierung von “tail biting”-Faltungscodes vorgeschlagen worden sind, zur Entzerrung am Empfänger eines IFDMA-Systems herangezogen werden. Der optimale Decoder für “tail biting”-Faltungscodes und verschiedene suboptimale Decoderstrukturen, die alle auf dem Viterbi-Algorithmus basieren, sind in [MaW86, WaB89] beschrieben. Die auf der Basis von Decoderstrukturen für “tail biting”-Faltungscodes arbeitenden Entzerrertechniken können sehr effizient angewendet werden, wenn die Anzahl N der übersprechenden Symbole durch

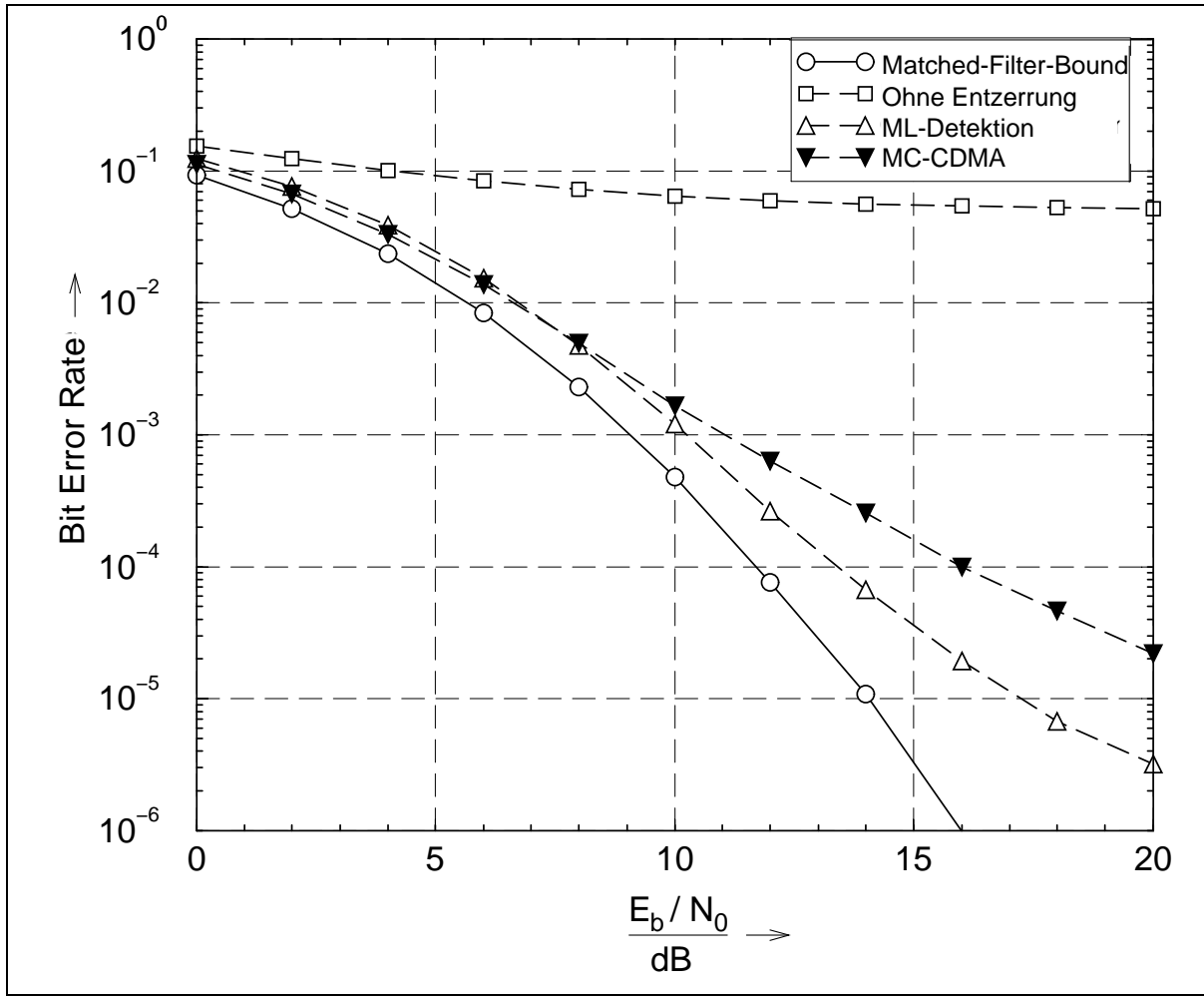


Abbildung 6.3: Simulierte BER für IFDMA mit und ohne Entzerrung im Vergleich mit der korrespondierenden MFB und der simulierten BER für MC-CDMA mit ML Multi-User Detektion; $Q = 8$, $G = 64$, $L_\Delta = 2$.

die Kanalimpulsantwortlänge M bestimmt wird und klein ist, d.h. $N \leq 8$. Nach Gleichung (5.33) erlaubt dies eine Übertragung von Blöcken mit einer großen Anzahl Q von Symbolen.

6.3.2 Decision-Feedback-Equalizer (DFE)

Ist die Anzahl N der übersprechenden Symbole groß, d.h. $N > 8$, sind ML-Detektion oder Entzerrertechniken, die auf dem Viterbi-Algorithmus basieren, aufgrund der Begrenzung durch die Komplexität nicht mehr anwendbar. Suboptimale Entzerrertechniken, wie lineare Entzerrung oder DFE [Pro89, Qur85], können jedoch eingesetzt werden. Im Folgenden wird der DFE als eine vielversprechende Entzerrertechnik mit geringer Komplexität genauer untersucht.

Im Vergleich zu ML-Detektion oder Entzerrertechniken, die auf dem Viterbi-Algorithmus

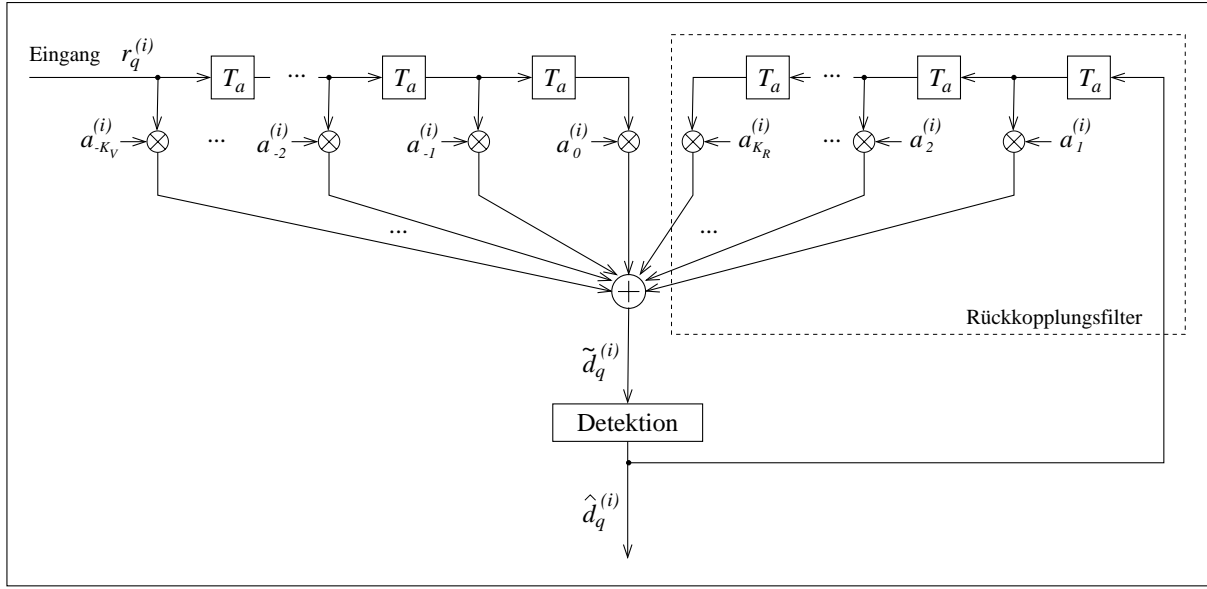


Abbildung 6.4: Prinzip des DFE

beruhen, basiert der DFE nicht auf Zuständen, die aus dem Gedächtnis des Kanals resultieren, sondern er benutzt die schon detektierten Symbole, um die ISI zu eliminieren. Hierfür besitzt der DFE zusätzlich zum Vorfilter (“Feedforward Part”), wie es auch beim linearen Entzerrer verwendet wird, noch ein Rückkopplungsfilter (“Feedback Part”), um den Schätzvektor $\hat{\mathbf{d}}^{(i)}$ für die Q Symbole $d_q^{(i)}$, $q = 0, \dots, Q - 1$, eines Übertragungsblocks des Teilnehmers i zu bestimmen. Das Prinzip des DFE ist in Abbildung 6.4 dargestellt. Um den wertkontinuierlichen Schätzwert $\tilde{d}_q^{(i)}$ vor der Detektion zu berechnen, benutzt das Vorfilter die am Eingang anliegenden demodulierten Softwerte $r_{(q-k) \bmod Q}^{(i)}$, $k = 0, \dots, Q - 1$, gemäß Gleichung (5.30). Das Rückkopplungsfilter dagegen verwendet die $(Q - 1)$ bereits entschiedenen Schätzwerte $\hat{d}_{(q-k) \bmod Q}^{(i)}$, $k = 1, \dots, Q - 1$. Ein Teil der ISI im Schätzwert $\tilde{d}_q^{(i)}$ des gesendeten Symbols $d_q^{(i)}$ wird durch Rückkopplung der bereits detektierten Symbole $\hat{d}_{(q-k)}^{(i)}$, $k \geq 1$, eliminiert. Der Schätzwert $\tilde{d}_q^{(i)}$ bestimmt sich somit aus

$$\tilde{d}_q^{(i)} = \sum_{k=-K_V}^0 a_k^{(i)} \cdot r_{(q-k) \bmod Q}^{(i)} + \sum_{k=1}^{K_R} a_k^{(i)} \cdot \hat{d}_{(q-k) \bmod Q}^{(i)}, \quad (6.9)$$

wobei $a_k^{(i)}$, $k = -K_V, \dots, 0$, die Koeffizienten des Vorfilters und $a_k^{(i)}$, $k = 1, \dots, K_R$, die Koeffizienten des Rückkopplungsfilters sind. Aufgrund der anschließenden Detektion ist der DFE nichtlinear. Im Falle von gesendeten BPSK-Symbolen reduziert sich die Detektion auf eine einfache Schwellwertentscheidung gemäß Gleichung (5.32).

Der Koeffizientenvektor $\mathbf{a}^{(i)} = [a_{-K_V}^{(i)}, \dots, a_{-1}^{(i)}, a_0^{(i)}, \dots, a_{K_R}^{(i)}]^T$ wird ermittelt, indem der mittlere quadratische Fehler (“Mean-Square-Error”, MSE) zwischen dem bereits detektierten Symbolschätzvektor $\hat{\mathbf{d}}^{(i)}$ und dem Schätzwert $\tilde{\mathbf{d}}^{(i)}$ minimiert wird. Unter der Annahme,

dass der Symbolschätzvektor korrekt ist, d.h. $\hat{\mathbf{d}}^{(i)} = \mathbf{d}^{(i)}$, resultiert der folgende Ansatz

$$\mathbf{a}^{(i)} = \arg \min_{\mathbf{a}^{(i)}} E \left\{ \|\mathbf{d}^{(i)} - \tilde{\mathbf{d}}^{(i)}\|^2 \right\} \quad (6.10)$$

für die Bestimmung des Koeffizientenvektors $\mathbf{a}^{(i)}$. Nach [Pro89] ergeben sich hieraus für die Koeffizienten $a_k^{(i)}$, $k = -K_V, \dots, 0$, des Vorfilters die folgenden linearen Gleichungen

$$\sum_{k=-K_V}^0 \psi_{m,k}^{(i)} \cdot a_k^{(i)} = \tilde{h}_{-m}^{(i)*}, \quad m = -K_V, \dots, 0, \quad (6.11)$$

wobei

$$\psi_{m,k}^{(i)} = \frac{L}{(L + L_\Delta)} \sum_{l=0}^{-m} \tilde{h}_l^{(i)*} \cdot \tilde{h}_{l+m-k}^{(i)} + N_0 \cdot E\{d_m^{(i)} d_k^{(i)*}\}, \quad m, k = -K_V, \dots, 0 \quad (6.12)$$

ist. Aufgrund der Annahme, dass die Symbole des Vektors $\mathbf{d}^{(i)}$ unkorreliert sind, gilt

$$E\{d_m^{(i)} d_k^{(i)*}\} = \begin{cases} 1 & \text{für } m = k \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}. \quad (6.13)$$

Das lineare Gleichungssystem aus (6.11) lässt sich in der Matrix/Vektor-Schreibweise zusammenfassen zu

$$\Psi^{(i)} \cdot \mathbf{a}_V^{(i)} = \tilde{\mathbf{h}}^{(i)*}, \quad (6.14)$$

wobei $\mathbf{a}_V^{(i)} = [a_0^{(i)}, a_{-1}^{(i)}, \dots, a_{-K_V}^{(i)}]^T$ der Koeffizientenvektor des Vorfilters, $\tilde{\mathbf{h}}^{(i)*} = [\tilde{h}_0^{(i)*}, \tilde{h}_1^{(i)*}, \dots, \tilde{h}_{K_V}^{(i)*}]^T$ der konjugiert komplexe modifizierte Impulsantwortvektor der Länge $(K_V + 1)$ und $\Psi^{(i)}$ eine Hermitesche Matrix

$$\Psi^{(i)} = \begin{pmatrix} \psi_{0,0}^{(i)} & \psi_{0,-1}^{(i)} & \cdots & \psi_{0,-K_V}^{(i)} \\ \psi_{-1,0}^{(i)} & \psi_{-1,-1}^{(i)} & \cdots & \psi_{-1,-K_V}^{(i)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \psi_{-K_V,0}^{(i)} & \psi_{-K_V,-1}^{(i)} & \cdots & \psi_{-K_V,-K_V}^{(i)} \end{pmatrix}, \quad (6.15)$$

ist, da diese die Bedingung

$$\psi_{m,k}^{(i)} = \psi_{k,m}^{(i)*}, \quad m, k = -K_V, \dots, 0 \quad (6.16)$$

erfüllt. Mit Hilfe der Cholesky-Faktorisierung kann die Matrix $\Psi^{(i)}$ invertiert werden, so dass der optimale Vektor $\mathbf{a}_V^{(i)}$ aus

$$\mathbf{a}_V^{(i)} = \Psi^{(i)-1} \cdot \tilde{\mathbf{h}}^{(i)*}. \quad (6.17)$$

berechnet werden kann. Der Koeffizientenvektor $\mathbf{a}_R^{(i)} = [a_1^{(i)}, a_2^{(i)}, \dots, a_{K_R}^{(i)}]^T$ des Rückkopplungsfilters ist nur abhängig von den Koeffizienten des Vorfilters. Die Elemente $a_k^{(i)}$ des Vektors $\mathbf{a}_R^{(i)}$ bestimmen sich zu [Pro89]

$$a_k^{(i)} = -\frac{L}{L + L_\Delta} \sum_{j=-K_V}^0 a_j^{(i)} \cdot \tilde{h}_{k-j}, \quad k = 1, \dots, K_R. \quad (6.18)$$

Bei der IFDMA-Übertragung ist die maximale Anzahl der störenden Symbole $N = Q - 1$. Daher kann die ISI bereits vollständig berücksichtigt werden, wenn für die Länge K_R des Rückkopplungsfilters

$$K_R = Q - 1. \quad (6.19)$$

gewählt wird. Da die zyklische Impulsantwort gemäß Gleichung (5.28) maximal die Länge Q hat, sind $K_V + 1 = Q$ Koeffizienten für das Vorfilter ausreichend. Die Wahl der Parameter K_V und K_R ergibt sich bei IFDMA folglich zu

$$K_V = K_R = Q - 1. \quad (6.20)$$

Fehlerquellen dafür, dass die ISI nicht komplett eliminiert wird, sind die nicht perfekte Kanalschätzung und die nicht exakt bekannte Varianz N_0 des Rauschens.

Aufgrund der zyklischen Faltung sind mehrere aufeinanderfolgende Iterationen des DFE notwendig, um den endgültigen Schätzvektor $\hat{\mathbf{d}}^{(i)}$ zu bekommen. Simulationen haben gezeigt, dass bereits zwei bis drei Iterationen ausreichen, um nahezu optimale Ergebnisse zu erzielen. Weitere Iterationen führen zu keinen relevanten Verbesserungen mehr [Gra98].

Ein wichtiger Punkt beim Einsatz des DFE zur Entzerrung ist die Initialisierung des Rückkopplungsfilters. Zur Bestimmung der Anfangswerte für das Rückkopplungsfilter werden drei verschiedene Varianten untersucht: Bei der einfachsten Variante werden, für die erste Iteration des DFE alle Anfangswerte zu Null gesetzt (“zero setting”), d.h. $\hat{\mathbf{d}}^{(i)} = \mathbf{0}$. Die zweite, verbesserte Variante bestimmt den Initialisierungsvektor $\hat{\mathbf{d}}^{(i)}$ durch lineare Entzerrung. Mit dem dritten und komplexesten Ansatz wird eine weitere Verbesserung erzielt, indem die k unwahrscheinlichsten Symbolschätzwerte, die die lineare Entzerrung für den Initialisierungsvektor $\hat{\mathbf{d}}^{(i)}$ liefert, durch alle 2^k möglichen Symbolkombinationen ersetzt werden und die beste Kombination entsprechend dem ML-Kriterium ausgewählt wird. Aufgrund der Komplexität ist eine Begrenzung auf $k \leq 8$ notwendig.

Abbildung 6.5 zeigt die Simulationsergebnisse für den DFE unter Berücksichtigung der drei Varianten zur Bestimmung des Initialisierungsvektors für das Rückkopplungsfilter, wie sie oben beschrieben sind. Für die Simulationen wird der GSM-Testkanal BU verwendet und die Parameter zu $Q = 32$, $G = L + L_\Delta = 16$, und $L_\Delta = 1$ gewählt. Die Bandbreite wird zu $B = 1.25$ MHz festgesetzt, so dass $T_c = 0.8 \mu\text{s}$, $T_s = 12.8 \mu\text{s}$, $T = 409.6$

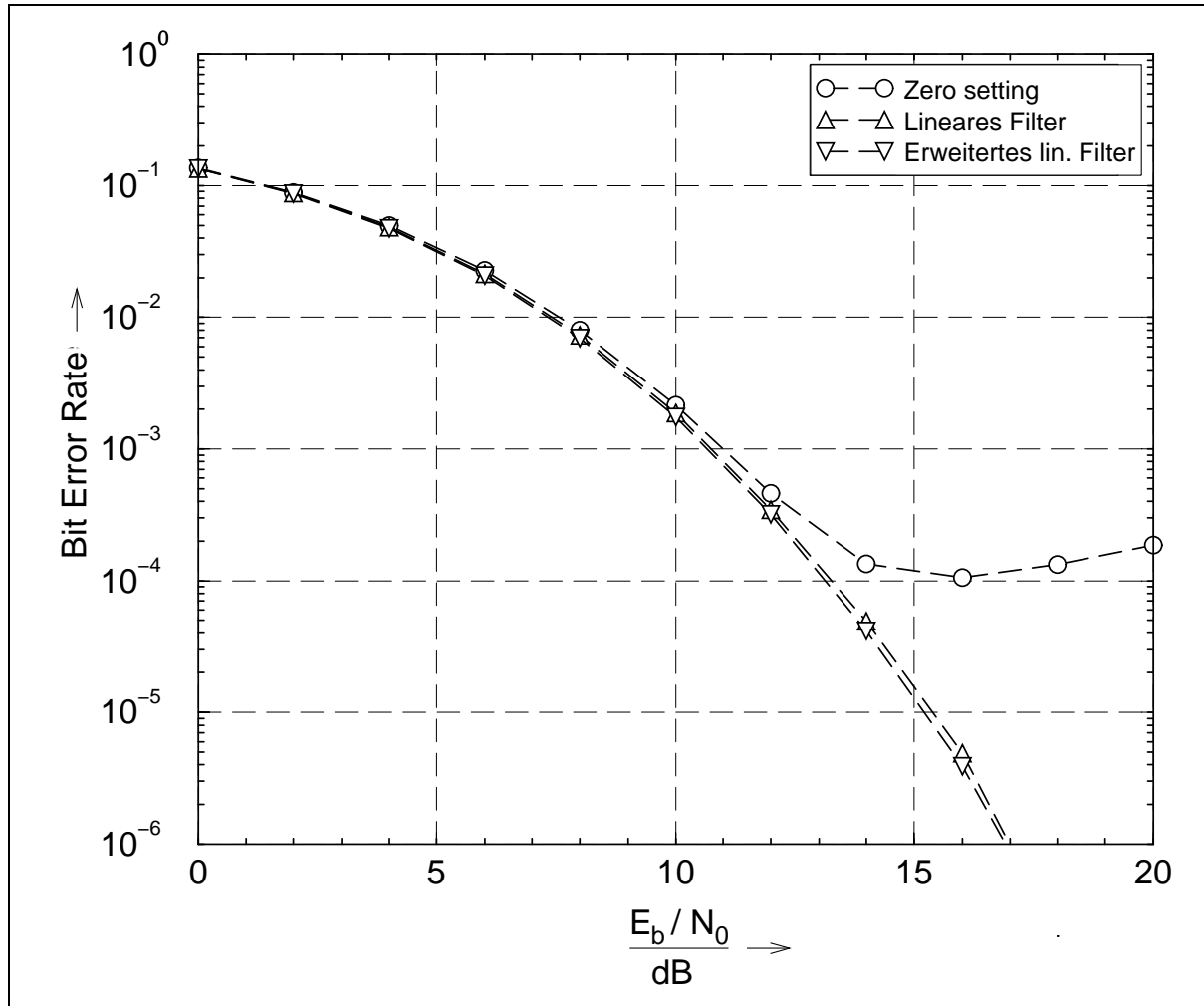


Abbildung 6.5: Simulierte BER für IFDMA unter Verwendung von DFE mit verschiedenen Ansätzen zur Bestimmung des Initialisierungsvektors für das Rückkopplungsfilter; $Q = 32$, $G = 16$, $L_\Delta = 1$.

μs , $T_\Delta = 25.6 \mu s$ und $N = 13$ gilt. Der DFE mit dem Initialisierungsvektor $\hat{\mathbf{d}}^{(i)} = \mathbf{0}$ zeigt die schlechtesten Ergebnisse. Es ist nicht möglich, eine BER unter $P_b(\gamma_b) = 10^{-4}$ zu erlangen. Für SNR-Werte oberhalb von $\gamma_b = 16$ dB lassen sich keine weiteren Verbesserungen erzielen. Der Grund hierfür liegt darin, dass in die Berechnung des Vorfilters der SNR-Wert explizit eingeht, dadurch wird der Fehler des falsch angenommen Initialisierungsvektors $\hat{\mathbf{d}}^{(i)} = \mathbf{0}$ bei großem SNR länger mitgeschleift als bei kleinem SNR. Für den Fall, dass der Initialisierungsvektor $\hat{\mathbf{d}}^{(i)}$ durch ein lineares Filter ermittelt wird, ist eine beachtliche Leistungsverbesserung zu beobachten, insbesondere bei größeren SNR-Werten. Das Vergrößern des SNR bewirkt eine stetige Leistungsverbesserung. Um das Verbesserungspotenzial der dritten Möglichkeit abzuschätzen, wird mit $k = 8$ eine sehr hohe Komplexität für die Bestimmung des Initialisierungsvektors eingesetzt. Die resultierende zusätzliche Verbesserung ist jedoch trotz der erheblichen Komplexitätssteigerung nur sehr gering. Aus diesem Grund wird vorgeschlagen, den zweiten Ansatz zur Bestim-

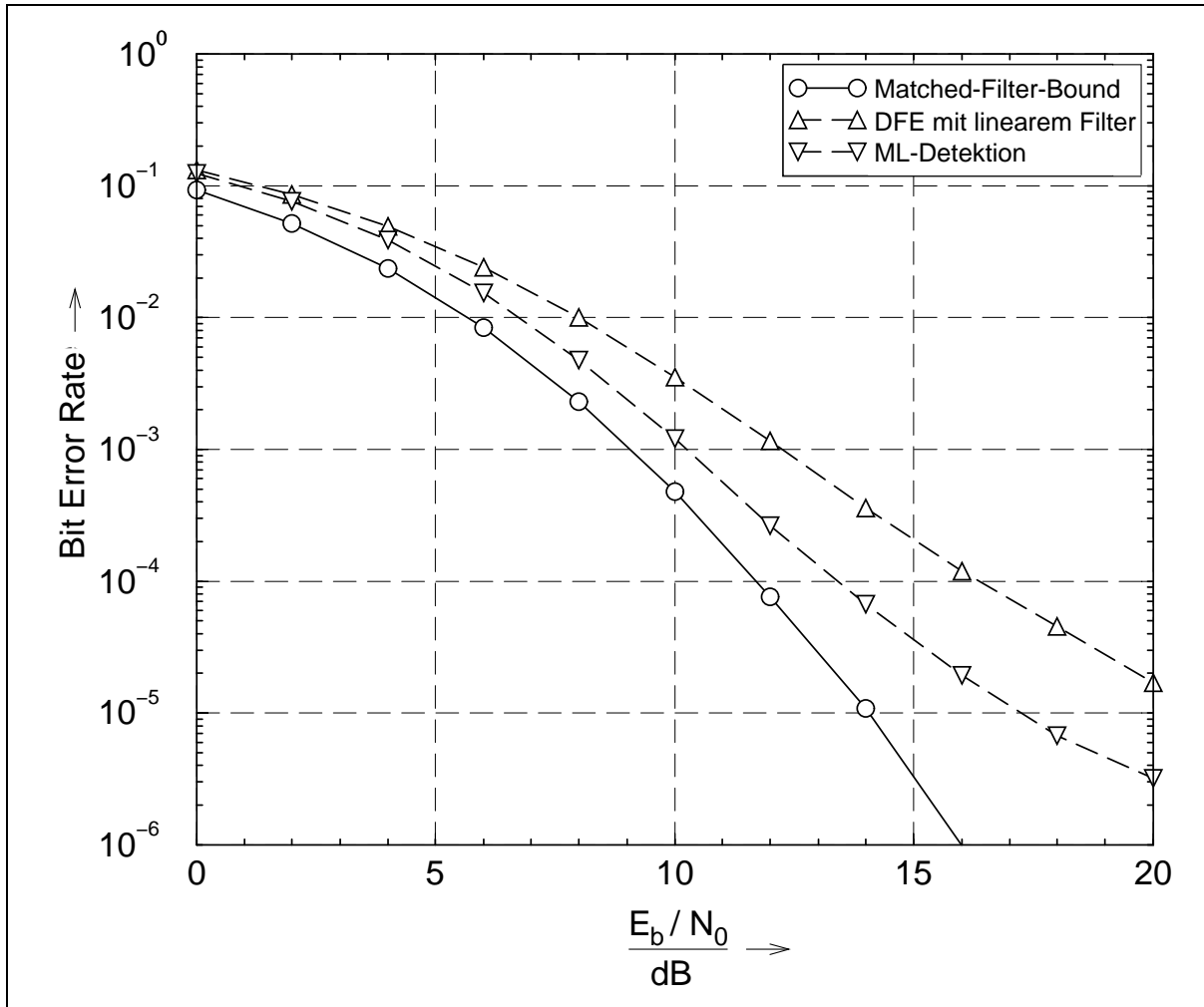


Abbildung 6.6: Simulierte BER für IFDMA unter Verwendung von DFE mit Bestimmung des Initialisierungsvektors für das Rückkopplungsfilter durch ein lineares Filter im Vergleich zu IFDMA mit ML-Detektion; $Q = 8$, $G = 64$, $L_\Delta = 2$.

mung des Initialisierungsvektors zu verwenden, der einen sehr guten Kompromiss zwischen Komplexität und Leistungsfähigkeit darstellt. Ähnliche Resultate erhält man auch für die anderen GSM-Testkanäle [Gra98].

Der Vergleich zwischen ML-Detektion und dem DFE, dem ein lineares Filter zur Bestimmung des Initialisierungsvektors vorgeschaltet ist, ist in Abbildung 6.6 dargestellt. In diesem Fall sind die IFDMA-Parameter zu $Q = 8$, $G = L + L_\Delta = 64$ und $L_\Delta = 2$ gewählt, um dieselben Parameter wie für die Simulationen mit ML-Detektion zu benutzen. Es sei angemerkt, dass bei Verwendung einer kurzen Blocklänge Q der DFE schlechtere Ergebnisse liefert als für größere Längen Q . Es zeigt sich dennoch, dass der DFE im Vergleich zur optimalen Entzerrung eine recht gute Leistungsfähigkeit bei einer sehr viel geringeren Komplexität besitzt. Für eine BER von $P_b(\gamma_b) = 10^{-4}$ ist nur ein mäßiger Leistungsverlust von ungefähr 2.9 dB zu verzeichnen.

Kapitel 7

Kombinierte Kanalschätzung und Entzerrung

Wie bereits im vorangegangenen Kapitel beschrieben ist der durch ISI verursachte Einfluss des Mobilfunkkanals auf das Übertragungssignal um so stärker, je breitbandiger das Sendesignal ist. Der durch ISI hervorgerufene Leistungsverlust kann jedoch am Empfänger durch den Einsatz eines Entzerrers drastisch reduziert werden, wie in Abschnitt 6.3 dargestellt. Um eine Entzerrung durchführen zu können, ist am Empfänger die Kenntnis über die Kanalimpulsantwort notwendig. Um diese zu erhalten, muss eine Kanalschätzung durchgeführt werden. In dieser Arbeit wurde bisher angenommen, dass aufgrund einer perfekten Kanalschätzung die Kanalimpulsantwort am Empfänger exakt bekannt ist. Tatsächlich aber liegen am Empfänger nur Schätzwerte für die Kanalimpulsantwort vor. Im Folgenden werden Entzerrung und Kanalschätzung gemeinsam betrachtet. Insbesondere wird ein kombiniertes Verfahren vorgeschlagen, das Kanalschätzung und Entzerrung gemeinsam in einem Zustandsdiagramm (“Trellis”) mit reduzierten Zuständen (“Reduced State Diagram”) ausführt, da eine getrennte Betrachtung von Entzerrung und Kanalschätzung niemals optimal sein kann. Im Vergleich zu getrennter Kanalschätzung und Entzerrung erlaubt das vorgeschlagene Verfahren sowohl die Redundanz für die Kanalschätzung als auch die Entzerrerkomplexität signifikant zu reduzieren. In den folgenden Abschnitten wird das kombinierte Verfahren zur Kanalschätzung und Entzerrung (JCE) beschrieben und beispielhaft für IFDMA untersucht. Das Verfahren kann jedoch ebenso bei anderen Systemen mit Interferenzen und “a priori” unbekannten Kanalparametern eingesetzt werden.

In diesem Abschnitt wird zur Einführung die separate Kanalschätzung ganz allgemein vorgestellt, um anschließend das JCE-Verfahren detailliert zu beschreiben. Zusätzliche Leistungsverbesserung lässt sich mit einer erweiterten Pfadmetrik erreichen, dessen Grundprinzip erläutert wird. Sowohl die rekursive als auch die erweiterte Pfadmetrik werden

hergeleitet. Der Initialisierung der Parameter des JCE-Algorithmus ist ein separater Abschnitt gewidmet. Simulationsergebnisse am Beispiel der IFDMA-Übertragung verdeutlichen die Leistungsfähigkeit des JCE-Algorithmus.

7.1 Kanalschätzung

Das Standardverfahren zur Bestimmung eines Schätzvektors $\hat{\mathbf{h}}^{(i)}$ für die Kanalimpulsantwort $\mathbf{h}^{(i)}$ verwendet eine dem Empfänger bekannte Trainingssequenz, die vom Sender zusammen mit den eigentlichen Daten übermittelt wird. Für die Trainingssequenz ist am Empfänger sowohl der Sendevektor $\mathbf{x}^{(i)}$ als auch der Empfangsvektor $\mathbf{y}^{(i)}$ bekannt, so dass ein Schätzvektor $\hat{\mathbf{h}}^{(i)}$ für die Kanalimpulsantwort ermittelt werden kann. Wenn keinerlei “a priori” Wissen über den Kanal bekannt ist, ist hierfür ML-Kanalschätzung der optimale Ansatz. Weiß man dagegen etwas über den Kanal, ist eine entsprechend angepasste Maximum a posteriori (MAP) Kanalschätzung der optimale Ansatz. Auf die Kanalschätzung soll hier nicht näher eingegangen werden, sondern es wird auf die Literatur verwiesen [Wha71, Trä98]. Der aus der Kanalschätzung resultierende Schätzvektor $\hat{\mathbf{h}}^{(i)}$ wird für die Entzerrung der nachfolgenden Empfangssymbole verwendet. Im Vergleich zur idealen Entzerrung, der die exakte Kanalimpulsantwort $\mathbf{h}^{(i)}$ zugrunde liegt, entstehen durch die Entzerrung mit Kanalschätzwerten zusätzliche Leistungsverluste aufgrund von Schätzfehlern. Getrennte Kanalschätzung und Entzerrung kann mit einer relativ geringen Komplexität durchgeführt werden. Allerdings ist dabei zu beachten, dass für ML-Kanalschätzung die Länge L_t der Trainingssequenz mindestens doppelt so lang wie die Einflusslänge M der Kanalimpulsantwort $\mathbf{h}^{(i)}$ sein muss, d.h.

$$L_t \geq 2M + 1 . \quad (7.1)$$

Bei der IFDMA-Übertragung ist es aufgrund der zyklischen Faltung ausreichend die modifizierte Kanalimpulsantwort $\tilde{\mathbf{h}}^{(i)}$ zu schätzen. Die Einflusslänge N der modifizierten Kanalimpulsantwort $\tilde{\mathbf{h}}^{(i)}$ ist gemäß Gleichung (5.33) durch $N = \min \{Q - 1, M\}$ gegeben. Somit muss in diesem Fall für die Länge L_t der Trainingssequenz gelten

$$L_t \geq 2N + 1 . \quad (7.2)$$

Durch ML-Kanalschätzung verringert sich folglich die effektive Informationsdatenrate linear mit der Länge M der Kanalimpulsantwort $\mathbf{h}^{(i)}$ bzw. mit der Länge N der modifizierten Kanalimpulsantwort $\tilde{\mathbf{h}}^{(i)}$. Ferner ist zu beachten, dass die getrennte Betrachtung von Kanalschätzung und Entzerrung nicht optimal ist, selbst wenn die einzelnen Schritte für sich jeweils optimal sind. Dies beruht auf der Tatsache, dass nicht nur die empfangene Trainingssequenz, sondern jedes Empfangssymbol $y_l^{(i)}$, $l = 0, \dots, L_c + M - 1$, des Empfangsvektors $\mathbf{y}^{(i)}$ Information über den Kanal enthält. Konventionelle Ansätze zur

Kanalschätzung berücksichtigen diese zusätzliche Information nicht und verwenden daher lange Trainingssequenzen, die wegen der sich ändernden Kanaleigenschaften zudem relativ häufig wiederholt werden müssen. Zum Beispiel werden im GSM System ungefähr 20% der übertragenen Symbole als Trainingssequenz zur Kanalschätzung verwendet. Wird die zusätzliche Information über den Kanal miteinbezogen, die in jedem Empfangssymbol $y_t^{(i)}$ enthalten ist, kann eine Verbesserung der Leistungsfähigkeit des Systems und/oder eine Verkürzung der Trainingssequenz erreicht werden. In [Trä98] wird ein neues Verfahren zur gemeinsamen Kanalschätzung und sequentiellen Decodierung, speziell des Stack-Algorithmus, eingeführt. In der vorliegenden Arbeit wird dieses Verfahren für die kombinierte Kanalschätzung und Entzerrung in einem “Reduced State Diagram” modifiziert und zusätzlich eine Erweiterung der Pfadmetrik eingeführt. Zudem wird die Übernahme der Kanalschätzung aus dem vorangegangenen Übertragungsblock betrachtet. Die Untersuchungen für den konkreten Anwendungsfall am Beispiel des IFDMA-Systems zeigen die Leistungsfähigkeit des Verfahrens auf.

7.2 Entzerrung mit kontinuierlich angepasster Kanalschätzung

7.2.1 Grundprinzip

Da in diesem Kapitel stets nur ein Teilnehmer betrachtet wird, wird der Übersichtlichkeit wegen auf den hochgestellten Index “ i ” zur Teilnehmerunterscheidung verzichtet. An dessen Stelle tritt der hochgestellte Index “ k ”, der den k -ten Schritt des Algorithmus bzw. den danach erreichten Zustand kennzeichnet. In Abhängigkeit des Übertragungsverfahrens wird mit dem Kanalschätzvektor $\hat{\mathbf{h}}$ entweder die Schätzung einer Kanalimpulsantwort \mathbf{h} oder wie im Fall der IFDMA-Übertragung die Schätzung einer modifizierten Kanalimpulsantwort $\tilde{\mathbf{h}}$ bezeichnet.

Die Grundidee des Algorithmus zur gemeinsamen Kanalschätzung und Entzerrung ist die erneute Berechnung des Kanalschätzvektors nach jedem empfangenen Symbol, indem die Trainingssequenz mit dem Empfangssymbol verlängert wird. Der optimale Ansatz hierfür betrachtet alle möglichen Symbolhypothesen, d.h. jeder Pfad wird mit allen möglichen Sendesymbolen verlängert. Der optimale Ansatz führt somit zu einer Baumstruktur wie in Abbildung 7.1 für den Fall von BPSK skizziert. Die ersten L_t Symbole im Baum sind durch die Trainingssequenz festgelegt. In den nachfolgenden Schritten wird für jeden Pfad, d.h. zu jeder Symbolhypothese, jeweils der Kanalschätzvektor neu ermittelt. Dazu wird die Trainingssequenz mit der korrespondierenden Symbolhypothese erweitert, die hierzu als korrekt angenommen wird. Auf diese Weise werden die Schätzwerte $\hat{\mathbf{h}}$ der Kanalimpuls-

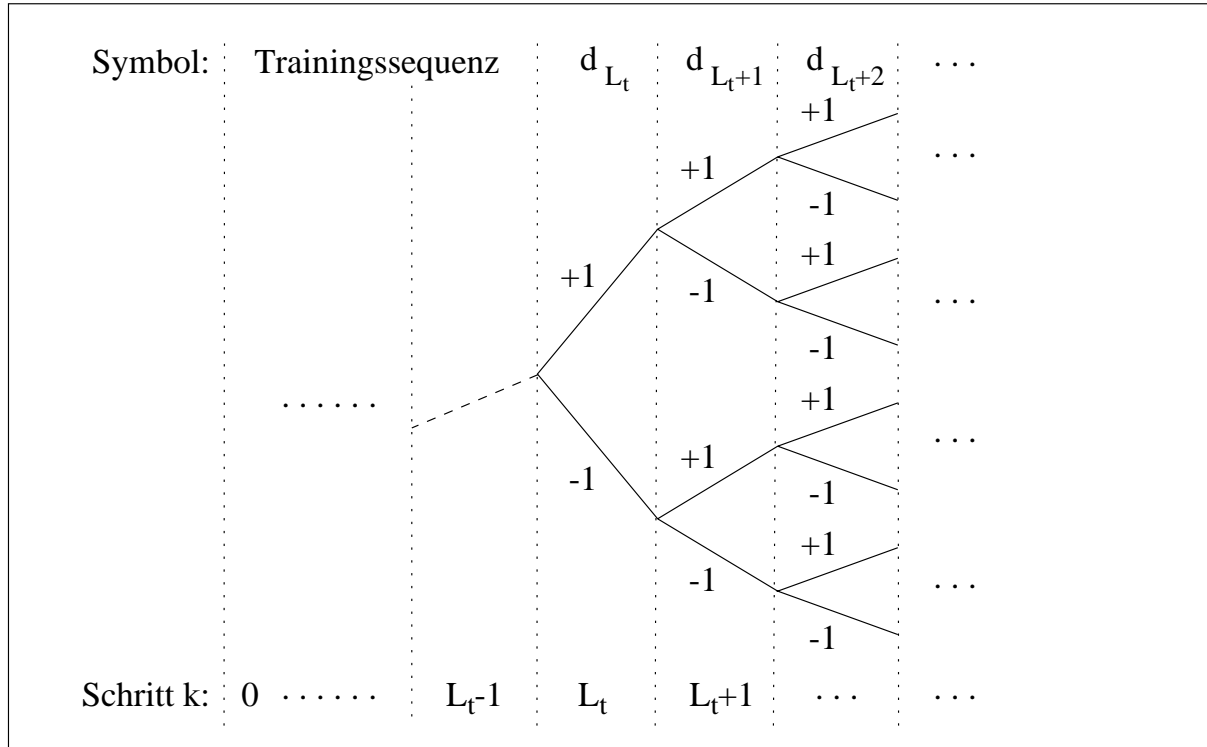


Abbildung 7.1: Baumstruktur des optimalen Ansatzes für den JCE

antwort kontinuierlich angepasst. Für schnell veränderliche Kanäle, deren Kanalimpulsantwort zeitvariant während eines Übertragungsblocks ist, kann somit die Kanalimpulsantwort innerhalb des Übertragungsblocks nachgeführt werden. Der Metrikberechnung für jeden Pfad wird der dem Pfad entsprechende Kanalschätzvektor $\hat{\mathbf{h}}$ zugrunde gelegt. Anhand der Metrik wird am Ende des Baums eine Entscheidung für den Pfad gefällt, der mit der größten Wahrscheinlichkeit korrekt ist, d.h. der die am wahrscheinlichsten gesendete Symbolfolge enthält. Aufgrund der Komplexität ist dieser optimale Ansatz für die meisten Anwendungen jedoch nicht praktikabel.

Der vorliegende suboptimale Ansatz verwendet einen sequentiellen Algorithmus, der nach jedem Schritt nur eine maximale Anzahl N_b ($N_b \ll 2^M$) von Pfaden weiterverfolgt anstelle der 2^M Pfade des optimalen Ansatzes. In einem beliebigen Anfangszustand beginnend wird der Algorithmus mit einem Anfangsschätzvektor $\hat{\mathbf{h}}^{(L_t-1)}$ der Kanalimpulsantwort initialisiert, der mit Hilfe einer kurzen Trainingssequenz der Länge L_t ermittelt wird. Im Vergleich zum konventionellen Ansatz mit getrennter Kanalschätzung und Entzerrung kann die Länge der Trainingssequenz ohne Einbuße der Leistungsfähigkeit stark reduziert werden. Nach der Anfangskanalschätzung wird in jedem Schritt des reduzierten Trellis für jeden beibehaltenen Pfad eine separate Kanalschätzung berechnet, wobei die Trainingssequenz mit der dazugehörigen Symbolhypothese verlängert wird. Somit wächst die Trainingssequenz virtuell an und führt damit in jedem Schritt zu einer verbesserten Kanalschätzung. Würden nun alle 2^M Pfade weiterverfolgt werden, dann entspräche

dies dem zuvor beschrieben vollständigen Absuchen des Baums. Nach jedem Schritt soll jedoch nur eine begrenzte Anzahl N_b von Pfaden weiterverfolgt werden. Daher ist ein Kriterium notwendig, um Pfade, die mit größerer Wahrscheinlichkeit korrekt sind, von unwahrscheinlicheren zu unterscheiden.

Mit Hilfe einer Metrik $\Lambda^{(k)}$ kann im Schritt k , $k \geq L_t$, entschieden werden, welche N_b besten Pfade beibehalten werden. Diese werden im darauf folgenden Schritt wieder mit allen möglichen Symbolhypothesen verlängert. Im Falle von BPSK-Übertragung führt dies zu $2N_b$ Pfaden. Anschließend wird wieder zu jedem Pfad die Metrik berechnet. Werden die beizubehaltenden Pfade nur gemäß der Metrik ausgewählt, so führt dies häufig nach einigen Schritten zu identischen Datenfolgen, da fast alle Pfade den gleichen Weg einschlagen [Kul99]. Um dies zu verhindern wird festgelegt, dass in jedem Zustand S_i , $i = 1, \dots, 2^M$, maximal N_{bS} Pfade beibehalten werden dürfen, wobei

$$N_{bS} \leq N_b \quad (7.3)$$

gilt. Die Zustände kann man ähnlich dem Viterbi-Algorithmus definieren: Ein Zustand S_i ist gegeben durch die letzten M Symbole eines verfolgten Pfads [Dor97, Bos98]. Für den Fall von $N_{bS} = 1$ und $N_b = 2^M$ ist der Algorithmus identisch mit dem Viterbi-Algorithmus, d.h. für jeden möglichen Zustand S_i , $i = 1 \dots 2^M$, wird genau ein Pfad beibehalten. Jedoch im Gegensatz zum Viterbi-Algorithmus repräsentieren hier zwei Pfade im gleichen Zustand unterschiedliche Symbolhypothesen mit unterschiedlichen Kanalschätzungen.¹⁾ Sind die Pfade bis ans Ende der Datenfolge verlängert, muss der Algorithmus vergleichbar mit einem Faltungsdecoder definiert beendet werden, um so die Energie der letzten M Symbole noch zuverlässig in die Entscheidung mit einzubeziehen. Dazu wird eine bekannte Sequenz gesendet, um so auf einen definierten Zustand zu gelangen. Die abschließende Schätzung $\hat{\mathbf{d}}$ der Symbolfolge ergibt sich aus der Sequenz des Pfades mit der besten Metrik. Im Falle von IFDMA kann die Trainingsfolge des Anfangs auch zum Beenden des Algorithmus verwendet werden, da eine zyklische Erweiterung der Sendefolge vorgenommen wurde. Damit werden im letzten Schritt alle beibehaltenen Pfade mit den Anfangssymbolen d_0, \dots, d_{N-1} beendet. Es sei angemerkt, dass sich in diesem Kapitel der Symbolvektor $\mathbf{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{Q-1}]^T$ aus der Trainingsfolge $[d_0, \dots, d_{L_t-1}]$ und der Datenfolge $[d_{L_t}, \dots, d_{Q-1}]$ zusammensetzt.

Unter der Annahme, dass der betrachtete Pfad korrekt ist, wird die Trainingsfolge stetig verlängert und dadurch die Kanalschätzung verbessert. Es hat sich gezeigt, dass einzelne Bitfehler in den Pfaden kaum Einfluss auf das Schätzergebnis haben. Dementsprechend sind die Kanalschätzwerte am Ende des Datenblocks am besten. Die Entscheidung der

¹⁾Beim Viterbi-Algorithmus wird die Metrik von Pfaden im gleichen Zustand im nächsten Zustand, um denselben Wert erhöht, da sie denselben konstanten Kanalschätzwert besitzen. Somit bleibt ein Pfad mit schlechterer Metrik im weiteren Verlauf immer der schlechtere Pfad [Dor97, Bos98].

Symbole am Anfang erfolgte aufgrund der anfänglich schlechteren bzw. größeren Schätzung der Kanalkoeffizienten. Daher treten auch am Anfang des Datenblocks die meisten Fehler auf. Vor allem bei sehr kurzen Trainingsfolgen macht sich dieser Effekt sehr deutlich bemerkbar, da die ersten Kanalschätzungen nach der Trainingsfolge noch zu schlecht für die anschließende Entzerrung sind. Jedoch sind die ersten Schätzwerte für die Kanalimpulsantwort gut genug, um im weiteren Verlauf des Algorithmus eine stetige Verbesserung der Kanalschätzung zu erreichen. Die verbesserte Kanalschätzung am Ende des Entzerrungsprozesses wird nun eingesetzt, um in einem erneuten Durchlauf die Kanalschätzung am Anfang zu verbessern und damit eine zuverlässigere Entzerrung zu erhalten. Dabei wird auch die Trainingsfolge ein weiteres Mal durchlaufen und ebenfalls zur weiteren Verbesserung der Kanalschätzung ausgenutzt. Die Metrik wird bei jedem Durchlauf auf Null zurückgesetzt, da kein Einfluss durch die vorherige Iteration erfolgen soll. Durch diesen iterativen Vorgang kann vor allem bei großem Störabstand die Bitfehlerrate nochmals wesentlich reduziert werden. Simulationen haben gezeigt, dass ein zweimaliges Iterieren ausreichend ist [Kul99]. Der prinzipielle Ablauf des JCE-Algorithmus ist in Abbildung 7.2 dargestellt.

7.2.2 Herleitung der rekursiven Pfadmetrik

Die optimalen Informationssymbole werden mit Hilfe des ML-Ansatzes bestimmt, dazu ist die bedingte Wahrscheinlichkeit $p(\mathbf{r}^{(k)} \mid \mathbf{D}^{(k)}, \hat{\mathbf{h}}^{(k)})$ bezüglich der Informationssymbole zu maximieren. Im folgenden wird gezeigt, dass dies zur Pfadmetrik $\Lambda^{(k)}$ für den Schritt k führt. Nach der Initialisierung mit einer Trainingsfolge wird im Schritt k , mit $k \geq L_t$, die bedingte Wahrscheinlichkeit $p(\mathbf{r}^{(k)} \mid \mathbf{D}^{(k)}, \hat{\mathbf{h}}^{(k)})$ bezüglich der Symbolmatrix $\mathbf{D}^{(k)}$ maximiert, d.h.

$$\hat{\mathbf{D}}^{(k)} = \arg \max_{\mathbf{D}^{(k)}} p(\mathbf{r}^{(k)} \mid \mathbf{D}^{(k)}, \hat{\mathbf{h}}^{(k)}) . \quad (7.4)$$

Die Matrix $\mathbf{D}^{(k)}$ der Informationssymbole und der Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(k)}$ sind gegeben durch

$$\mathbf{D}^{(k)} = \begin{pmatrix} d_{L_t} & d_{L_t-1} & \cdots & d_{L_t-M} \\ d_{L_t+1} & d_{L_t} & \cdots & d_{L_t+1-M} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ d_k & d_{k-1} & \cdots & d_{k-M} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{r}^{(k)} = \begin{pmatrix} r_{L_t} \\ r_{L_t+1} \\ \vdots \\ r_k \end{pmatrix}. \quad (7.5)$$

Es wird davon ausgegangen, dass die aktualisierte Kanalschätzung $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ im Schritt k mit der tatsächlichen Kanalimpulsantwort $\mathbf{h}^{(k)}$ übereinstimmt. Mit der Beziehung $\mathbf{r}^{(k)} = \mathbf{D}^{(k)} \cdot \hat{\mathbf{h}}^{(k)} + \mathbf{n}$ ergibt sich somit für die bedingte Wahrscheinlichkeit $p(\mathbf{r}^{(k)} \mid \mathbf{D}^{(k)}, \hat{\mathbf{h}}^{(k)})$

$$\begin{aligned} p(\mathbf{r}^{(k)} \mid \mathbf{D}^{(k)}, \hat{\mathbf{h}}^{(k)}) &= p(\mathbf{n} = \mathbf{r}^{(k)} - \mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)}) \\ &= \frac{1}{\pi^{k-L_t} |\mathbf{C}_n|} \cdot e^{-(\mathbf{r}^{(k)} - \mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)})^H \mathbf{C}_n^{-1} (\mathbf{r}^{(k)} - \mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)})} \rightarrow \max_{\mathbf{D}^{(k)}} . \end{aligned} \quad (7.6)$$

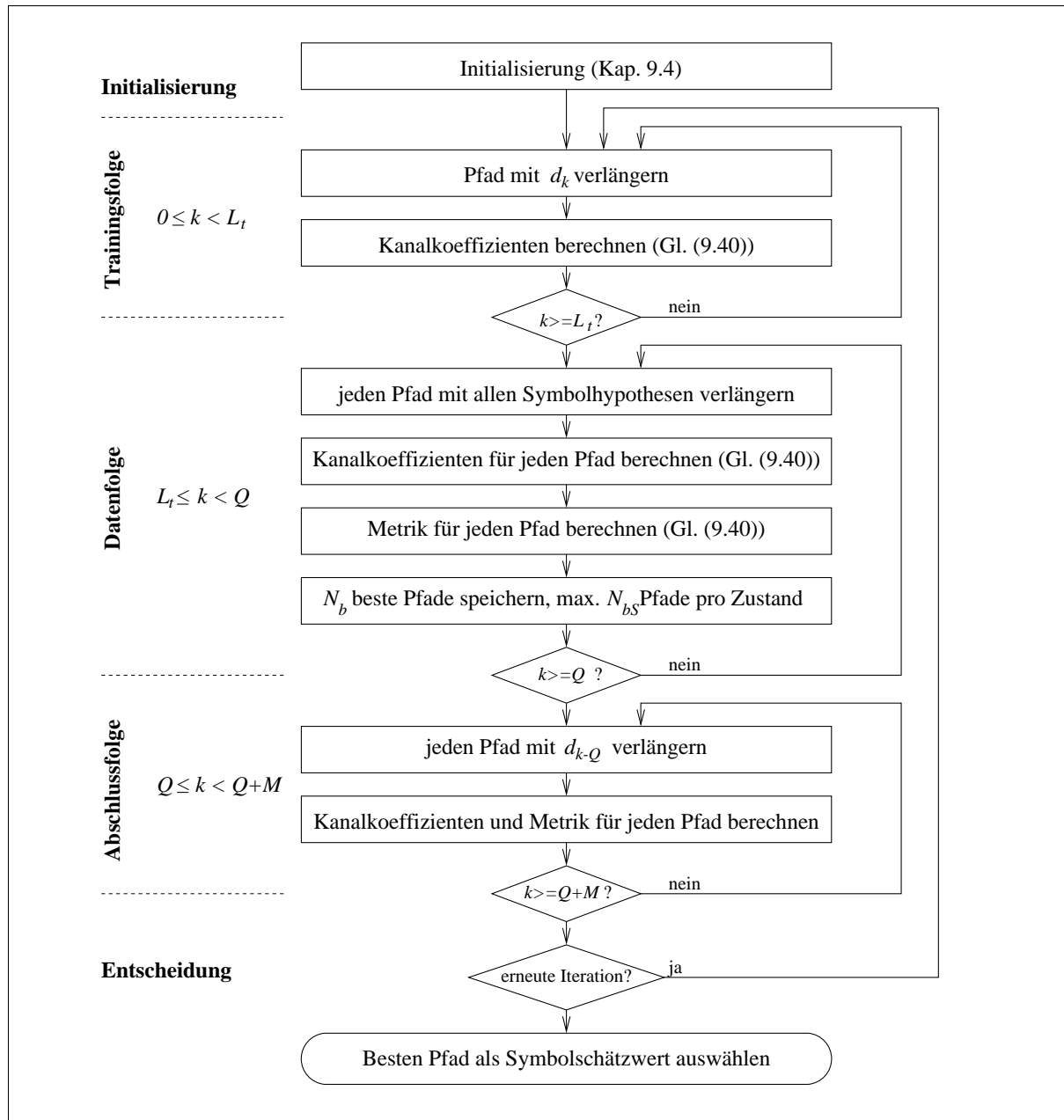


Abbildung 7.2: Prinzipieller Ablauf des JCE-Algorithmus

Die Kovarianzmatrix des Rauschens \mathbf{C}_n ergibt sich für weißes gaußverteiltes Rauschen mit der Rauschleistungsdichte N_0 zu

$$\mathbf{C}_n = N_0 \cdot \mathbf{I}, \quad (7.7)$$

wobei \mathbf{I} die Einheitsmatrix ist. Die Maximierung der Wahrscheinlichkeit $p(\mathbf{r}^{(k)} \mid \mathbf{D}^{(k)}, \hat{\mathbf{h}}^{(k)})$ in Gleichung (7.6) ist gleichbedeutend mit der Minimierung der Log-Likelihood-Funktion $\mathcal{L}_{ML}(\mathbf{D}^{(k)})$, d.h.

$$\mathcal{L}_{ML}(\mathbf{D}^{(k)}) = \left(\mathbf{r}^{(k)} - \mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right)^H \mathbf{C}_n^{-1} \left(\mathbf{r}^{(k)} - \mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right) \rightarrow \min_{\mathbf{D}^{(k)}}, \quad (7.8)$$

wobei \mathbf{x}^H den transponierten, konjugiert komplexen Vektor zu \mathbf{x} bezeichnet, d.h. $\mathbf{x}^H = (\mathbf{x}^T)^*$. Mit Gleichung (7.7) folgt somit für die Log-Likelihood-Funktion $\mathcal{L}_{ML}(\mathbf{D}^{(k)})$

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_{ML}(\mathbf{D}^{(k)}) &= \frac{1}{N_0} \cdot \left(\mathbf{r}^{(k)} - \mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right)^H \left(\mathbf{r}^{(k)} - \mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right) \\ &= \frac{1}{N_0} \left\| \mathbf{r}^{(k)} - \mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right\|^2.\end{aligned}\quad (7.9)$$

Damit ergibt sich die Pfadmetrik $\Lambda^{(k)}$ aus dem quadratischen Abstand (Euklidische Norm) zwischen dem Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(k)}$ und dem geschätzten Symbolvektor $\mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ zu

$$\begin{aligned}\Lambda^{(k)} &= \left\| \mathbf{r}^{(k)} - \mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right\|^2 \\ &= \left\| \mathbf{r}^{(k)} \right\|^2 - 2\Re \left\{ \mathbf{r}^{(k)H} \mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right\} + \left\| \mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right\|^2.\end{aligned}\quad (7.10)$$

Diese Metrik wird für jeden beibehaltenen Pfad berechnet. Der Term $\left\| \mathbf{r}^{(k)} \right\|^2$ besitzt für alle Pfadstücke den gleichen Wert, so dass dieser Term in der Metrikberechnung wegfallen kann. Mit der Näherung

$$\left\| \mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right\|^2 \approx \left\| \mathbf{D}^{(k)} \mathbf{h}^{(k)} \right\|^2 \approx \left\| \mathbf{r}^{(k)} \right\|^2 \quad (7.11)$$

kann auch dieser Term entfallen und die Metrikberechnung vereinfacht sich zu

$$\Lambda^{(k)} = -2\Re \left\{ \mathbf{r}^{(k)H} \mathbf{D}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right\}.\quad (7.12)$$

Um die Pfadmetrik $\Lambda^{(k)}$ berechnen zu können wird für eine bestimmte Symbolmatrix $\mathbf{D}^{(k)}$ der wahrscheinlichste Vektor der Kanalimpulsantwort $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ gesucht. Nach dem MAP-Kriterium ergibt sich für den Kanalschätzvektor

$$\hat{\mathbf{h}}_{MAP}^{(k)} = \arg \max_{\mathbf{h}^{(k)}} p(\mathbf{h}^{(k)} \mid \mathbf{r}^{(k)}, \mathbf{D}^{(k)}) \quad (7.13)$$

$$= \arg \max_{\mathbf{h}^{(k)}} \{ p(\mathbf{r}^{(k)} \mid \mathbf{D}^{(k)}, \mathbf{h}^{(k)}) \cdot p(\mathbf{h}^{(k)}) \}.\quad (7.14)$$

Analog zu oben erhält man den Schätzwert durch Minimierung der Log-Likelihood-Funktion

$$\mathcal{L}_{MAP}(\mathbf{h}^{(k)}) = \left(\mathbf{r}^{(k)} - \mathbf{D}^{(k)} \mathbf{h}^{(k)} \right)^H \mathbf{C}_n^{-1} \left(\mathbf{r}^{(k)} - \mathbf{D}^{(k)} \mathbf{h}^{(k)} \right) + \mathbf{h}^{(k)H} \mathbf{C}_h^{-1} \mathbf{h}^{(k)} \rightarrow \min_{\mathbf{h}^{(k)}}, \quad (7.15)$$

wobei \mathbf{C}_h die Kovarianzmatrix der Kanalkoeffizienten ist. Durch Bestimmung des Minimums [Trä98] folgt daraus mit Gleichung (7.7) für den MAP-Kanalschätzvektor $\hat{\mathbf{h}}_{MAP}^{(k)}$

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{h}}_{MAP}^{(k)} &= \left(\mathbf{D}^{(k)H} \mathbf{C}_n^{-1} \mathbf{D}^{(k)} + \mathbf{C}_h^{-1} \right)^{-1} \mathbf{D}^{(k)H} \mathbf{C}_n^{-1} \mathbf{r}^{(k)} \\ &= \left(\mathbf{D}^{(k)H} \mathbf{D}^{(k)} + N_0 \mathbf{C}_h^{-1} \right)^{-1} \mathbf{D}^{(k)H} \mathbf{r}^{(k)}.\end{aligned}\quad (7.16)$$

Ausgehend davon, dass kein “a priori” Wissen über die Statistik des Kanals vorhanden ist, können in der Regel alle möglichen Impulsantworten als gleichwahrscheinlich angenommen werden. Folglich gilt für die inverse Kovarianzmatrix $\mathbf{C}_h^{-1} \rightarrow \mathbf{0}$ und der MAP-Kanalschätzvektor geht in den ML-Kanalschätzvektor über. Somit erhält man für eine bestimmte Symbolhypothese $\mathbf{D}^{(k)}$ den Kanalschätzvektor $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ zu

$$\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \left(\mathbf{D}^{(k)H} \mathbf{D}^{(k)} \right)^{-1} \mathbf{D}^{(k)H} \mathbf{r}^{(k)} . \quad (7.17)$$

Die Metrik aus Gleichung (7.12) ergibt sich damit zu

$$\Lambda^{(k)} = -2\Re \left\{ \mathbf{r}^{(k)H} \mathbf{D}^{(k)} \left(\mathbf{D}^{(k)H} \mathbf{D}^{(k)} \right)^{-1} \mathbf{D}^{(k)H} \mathbf{r}^{(k)} \right\} . \quad (7.18)$$

Die direkte Berechnung der Metrik nach Gleichung (7.18) würde bedeuten, dass in jedem Schritt die Vektoren bzw. Matrizen $\mathbf{r}^{(k)}$ und $\mathbf{D}^{(k)}$ verlängert und die notwendigen Matrizenmultiplikationen ausgeführt werden müssten. Das heißt, die Dimension von $\mathbf{r}^{(k)}$ und $\mathbf{D}^{(k)}$ und damit der Aufwand der auszuführenden Operationen würde mit jedem Schritt anwachsen. Daher ist es wünschenswert, die Metrik rekursiv zu berechnen. In [Trä98] wurde basierend auf dem RLS (“Recursive Least Squares”) Algorithmus für die Pfadmetrik eine rekursive Berechnungsform entwickelt. Im Folgenden wird nun die für Gleichung (7.18) entsprechende Rekursionsgleichung hergeleitet. Hierfür werden die Bezeichnungen

$$\mathbf{v}^{(k)} = \mathbf{D}^{(k)H} \mathbf{r}^{(k)} \quad (7.19)$$

$$\mathbf{ID}^{(k)} = \mathbf{D}^{(k)H} \mathbf{D}^{(k)} \quad (7.20)$$

eingeführt, so dass sich für den Schätzvektor der Impulsantwort

$$\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \mathbf{ID}^{(k)-1} \mathbf{v}^{(k)} \quad (7.21)$$

ergibt. Aus der Struktur der Matrizen und Vektoren folgt direkt die Rekursion

$$\mathbf{v}^{(k)} = \mathbf{v}^{(k-1)} + \mathbf{d}^{(k)*} r_k \quad (7.22)$$

$$\mathbf{ID}^{(k)} = \mathbf{ID}^{(k-1)} + \mathbf{d}^{(k)*} \mathbf{d}^{(k)T} . \quad (7.23)$$

Dabei fasst der Vektor $\mathbf{d}^{(k)}$ die letzten $(M+1)$ Symbolhypothesen für den aktuellen Pfad im Schritt k zusammen

$$\mathbf{d}^{(k)} = [d_k, d_{k-1}, \dots, d_{k-M}]^T . \quad (7.24)$$

Da für $k < 0$ die Symbole d_k unbekannt sind, wird

$$d_k := 0 , \quad \text{für } k < 0 , \quad (7.25)$$

gesetzt. Der Vektor $\mathbf{d}^{(k)}$ definiert damit genau einen Zustand S_i im Trellis. Mit Hilfe des Matrix-Inversionlemmas²⁾ aus [Trä98] ergibt sich für die Inversion von $\mathbf{ID}^{(k)}$

$$\mathbf{ID}^{(k)-1} = \mathbf{ID}^{(k-1)-1} - \underbrace{\mathbf{ID}^{(k-1)-1} \mathbf{d}^{(k)*} \left(1 + \mathbf{d}^{(k)T} \mathbf{ID}^{(k-1)-1} \mathbf{d}^{(k)*} \right)^{-1} \mathbf{d}^{(k)T} \mathbf{ID}^{(k-1)-1}}_{=\mathbf{g}^{(k)}}. \quad (7.26)$$

Mit Einführung des Vektors $\mathbf{g}^{(k)}$ gemäß

$$\mathbf{g}^{(k)} = \mathbf{ID}^{(k-1)-1} \mathbf{d}^{(k)*} \left(1 + \mathbf{d}^{(k)T} \mathbf{ID}^{(k-1)-1} \mathbf{d}^{(k)*} \right)^{-1}, \quad (7.27)$$

der der Kalman-Verstärkung beim RLS-Algorithmus entspricht, gilt somit

$$\mathbf{ID}^{(k)-1} = \mathbf{ID}^{(k-1)-1} - \mathbf{g}^{(k)} \mathbf{d}^{(k)T} \mathbf{ID}^{(k-1)-1}. \quad (7.28)$$

Aus Gleichung (7.27) folgt

$$\mathbf{ID}^{(k-1)-1} \cdot \mathbf{d}^{(k)*} = \mathbf{g}^{(k)} \left(1 + \mathbf{d}^{(k)T} \mathbf{ID}^{(k-1)-1} \mathbf{d}^{(k)*} \right) \quad (7.29)$$

und damit ergibt sich aus Gleichung (7.28)

$$\mathbf{ID}^{(k)-1} \cdot \mathbf{d}^{(k)*} = \mathbf{g}^{(k)} \left(1 + \mathbf{d}^{(k)T} \mathbf{ID}^{(k-1)-1} \mathbf{d}^{(k)*} \right) - \mathbf{g}^{(k)} \mathbf{d}^{(k)T} \mathbf{ID}^{(k-1)-1} \mathbf{d}^{(k)*}, \quad (7.30)$$

so dass gilt

$$\mathbf{g}^{(k)} = \mathbf{ID}^{(k)-1} \mathbf{d}^{(k)*}. \quad (7.31)$$

Der Schätzvektor für die Impulsantwort $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ aus Gleichung (7.21) kann mit den Gleichungen (7.22), (7.28) und (7.31) angegeben werden zu

$$\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \hat{\mathbf{h}}^{(k-1)} + \mathbf{g}^{(k)} \left(r_k - \mathbf{d}^{(k)T} \hat{\mathbf{h}}^{(k-1)} \right) \quad (7.32)$$

$$= \hat{\mathbf{h}}^{(k-1)} + \mathbf{g}^{(k)} e^{(k|k-1)}. \quad (7.33)$$

Dabei ist $e^{(k|k-1)}$ der “a priori” Schätzfehler, der aus dem alten, noch nicht aktualisierten Kanalschätzvektor bestimmt wird, so dass gilt

$$e^{(k|k-1)} = r_k - \mathbf{d}^{(k)T} \hat{\mathbf{h}}^{(k-1)}. \quad (7.34)$$

Analog hierzu wird der “a posteriori” Schätzfehler $e^{(k|k)}$ definiert

$$e^{(k|k)} = r_k - \mathbf{d}^{(k)T} \hat{\mathbf{h}}^{(k)}, \quad (7.35)$$

der den neuen Kanalschätzvektor $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ verwendet. Die rekursive Schätzung gemäß Gleichung (7.33) stellt die Kanalkoeffizienten $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ in jedem Schritt und für jeden Pfad kontinuierlich mit einem Adaptionsverfahren neu ein. Der große Vorteil des hier verwendete

²⁾Es sei $\mathbf{A} = \mathbf{B}^{-1} + \mathbf{C}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{C}^H$, wobei \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} und \mathbf{D} Matrizen sind, deren Inverse existieren. Dann gilt: $\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{B} - \mathbf{B}\mathbf{C}(\mathbf{D} + \mathbf{C}^H\mathbf{B}\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^H\mathbf{B}$

Kalmanfilters besteht in seiner großen Konvergenzgeschwindigkeit [Trä98, Hay88]. Mit dieser Rekursionsvorschrift und unter Verwendung von Gleichung (7.17), (7.18) und (7.19) kann die Rekursionsgleichung für die Pfadmetrik $\Lambda^{(k)}$ gefunden werden

$$\begin{aligned}
\Lambda^{(k)} &= -2\Re \left\{ \mathbf{v}^{(k)H} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right\} \\
&= -2\Re \left\{ (\mathbf{v}^{(k-1)H} + r_k^* \mathbf{d}^{(k)T})(\hat{\mathbf{h}}^{(k-1)} + \mathbf{g}^{(k)} e^{(k|k-1)}) \right\} \\
&= -2\Re \left\{ \mathbf{v}^{(k-1)H} \hat{\mathbf{h}}^{(k-1)} + r_k^* \mathbf{d}^{(k)T} \hat{\mathbf{h}}^{(k-1)} + \underbrace{\mathbf{v}^{(k)H} \mathbf{ID}^{(k)-1}}_{\hat{\mathbf{h}}^{(k)H}} \mathbf{d}^{(k)*} e^{(k|k-1)} \right\} \\
&= \Lambda^{(k-1)} - 2\Re \left\{ -r_k^* \underbrace{(r_k - \mathbf{d}^{(k)T} \hat{\mathbf{h}}^{(k-1)})}_{e^{(k|k-1)}} + \hat{\mathbf{h}}^{(k)H} \mathbf{d}^{(k)*} e^{(k|k-1)} + |r_k|^2 \right\} \\
&= \Lambda^{(k-1)} - 2\Re \left\{ -e^{(k|k)*} e^{(k|k-1)} + |r_k|^2 \right\} .
\end{aligned} \tag{7.36}$$

Als Auswahlkriterium für die beizubehaltenden Pfade ist nur die Differenz der Metrikwerte von Bedeutung. Da der Term $|r_k|^2$ für alle Pfadstücke den gleichen Wert besitzt, kann er in der Metrik weggelassen werden

$$\Lambda^{(k)} = \Lambda^{(k-1)} + 2\Re \left\{ e^{(k|k)*} e^{(k|k-1)} \right\} . \tag{7.37}$$

Aufgrund dessen, dass sich die Kanalkoeffizienten im Verlauf eines Schritts nur gering verändern, ist der “a priori” und der “a posteriori” Schätzfehler nahezu identisch gemäß Gleichung (7.34) und (7.35), d.h. $e^{(k|k-1)} \approx e^{(k|k)}$. Somit kann die Pfadmetrik auch folgendermaßen berechnet werden

$$\Lambda^{(k)} = \Lambda^{(k-1)} + e^{(k|k)*} e^{(k|k-1)} . \tag{7.38}$$

Damit steht ein Verfahren zur Verfügung, das es erlaubt, die komplette Metrikberechnung rekursiv und unabhängig von der Blocklänge durchzuführen. Durch die rekursive Berechnung reduziert sich die Komplexität der Berechnungen erheblich.

Der Übersichtlichkeit wegen sind die für den Algorithmus benötigten rekursiven Gleichungen (7.27), (7.28), (7.32), (7.34), (7.35) und (7.38) in Gleichung (7.41) zusammengefasst, wobei

$$\mathbf{K}^{(k)} = \mathbf{ID}^{(k)-1} \tag{7.39}$$

gilt. Zur adaptiven Nachführung der Kanalschätzung und der Berechnung der Pfadmetrik werden in jedem Schritt k , $k \geq L_t$, die folgenden Gleichungen berechnet:

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{h}}^{(k)} &= \hat{\mathbf{h}}^{(k-1)} + \mathbf{g}^{(k)} e^{(k|k-1)} \\
\mathbf{g}^{(k)} &= \mathbf{K}^{(k-1)} \cdot \mathbf{d}^{(k)*} \cdot \left(1 + \mathbf{d}^{(k)T} \mathbf{K}^{(k-1)} \mathbf{d}^{(k)*} \right)^{-1} \\
\mathbf{K}^{(k)} &= \mathbf{K}^{(k-1)} - \mathbf{g}^{(k)} \mathbf{d}^{(k)T} \mathbf{K}^{(k-1)} \\
e^{(k|k-1)} &= r_k - \mathbf{d}^{(k)T} \hat{\mathbf{h}}^{(k-1)} \\
e^{(k|k)} &= r_k - \mathbf{d}^{(k)T} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \\
\Lambda^{(k)} &= \Lambda^{(k-1)} + e^{(k|k)*} e^{(k|k-1)}
\end{aligned} \tag{7.40}$$

Die Größen $\mathbf{g}^{(k)}$, $\mathbf{K}^{(k)}$, $e^{(k|k-1)}$, $e^{(k|k)}$ und $\mathbf{d}^{(k)}$ bedeuten:

$\mathbf{g}^{(k)}$	Kalman-Verstärkung (Dimension $M + 1$)
$\mathbf{K}^{(k)}$	“Predicted state-error correlation matrix” (Dimension $(M + 1) \times (M + 1)$)
$e^{(k k-1)}$	“A priori” Schätzfehler, d.h. durch den alten Kanalkoeffizienten verursachter Fehler
$e^{(k k)}$	“A posteriori” Schätzfehler, d.h. durch den aktualisierten Kanalkoeffizienten verursachter Fehler
$\mathbf{d}^{(k)}$	Vektor der letzten $(M+1)$ Symbolhypothesen für den aktuellen Pfad im Schritt k gemäß Gleichung (7.24) und (7.25)

7.3 Erweiterte Pfadmetrik

7.3.1 Grundprinzip

Die Metrik aus Gleichung (7.38) wertet zur Selektion der Pfade den demodulierten Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(k)}$ nur bis zum aktuellen Schritt k aus. Besonders bei Kanälen mit großer Einflusslänge sind große Teile der Signalenergie der vorangegangenen Symbole $d_k, d_{k-1}, \dots, d_{k-M+1}$ nicht in der Metrik berücksichtigt, da die durch den Kanal verzögerten Anteile erst zu einem späteren Zeitpunkt empfangen werden. Diese Situation ist ähnlich wie beim Viterbi-Entzerrer, der nicht definiert beendet wird. Um dieses Problem zu umgehen, wird ein neues Auswahlverfahren mit einem Ansatz vergleichbar zum Matched-Filter entwickelt. Die erweiterte Pfadmetrik besteht aus der oben angeführten allgemeinen Metrik und einem zusätzlichen Term, der die fehlende Signalenergie berücksichtigt. Hierzu werden für jeden Pfad die M noch folgenden Schritte im Trellis berücksichtigt. Es wird angenommen, dass die nachfolgenden unbekannten Symbole gleichwahrscheinlich auftreten. Zur exakten Betrachtung müssten alle möglichen Symbolhypothesen untersucht werden und dann die beste Hypothese ausgewählt werden. Diese Methode ist aber zu komplex und daher gerade bei Kanälen mit langer Impulsantwort nicht durchführbar. Entsprechend der Einflusslänge M der Kanalimpulsantwort werden daher die Pfade gemäß Abbildung 7.3 stochastisch mit M nachfolgenden Symbolen $\check{d}_{k+1}, \check{d}_{k+2}, \dots, \check{d}_{k+M}$ erweitert. Diese zusätzlichen Pfadstücke werden nun in die Metrikberechnung einbezogen. Der Ansatz ist ähnlich eines Decision-Feedback-Equalizers bei dem auch aus den letzten Symbolen eine Entscheidung über das aktuelle Symbol getroffen wird.

Zur Berechnung der erweiterten Pfadmetrik $\tilde{\Lambda}^{(k)}$ im Schritt k wird der Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(k)}$ aus Gleichung (7.5) um M nachfolgende Symbole r_{k+m} , $m = 1, \dots, M$, ergänzt und ergibt damit den Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(k+M)} = [r_{L_t}, r_{L_t+1}, \dots, r_k, r_{k+1}, \dots, r_{k+M}]^T$. Der Vektor aus

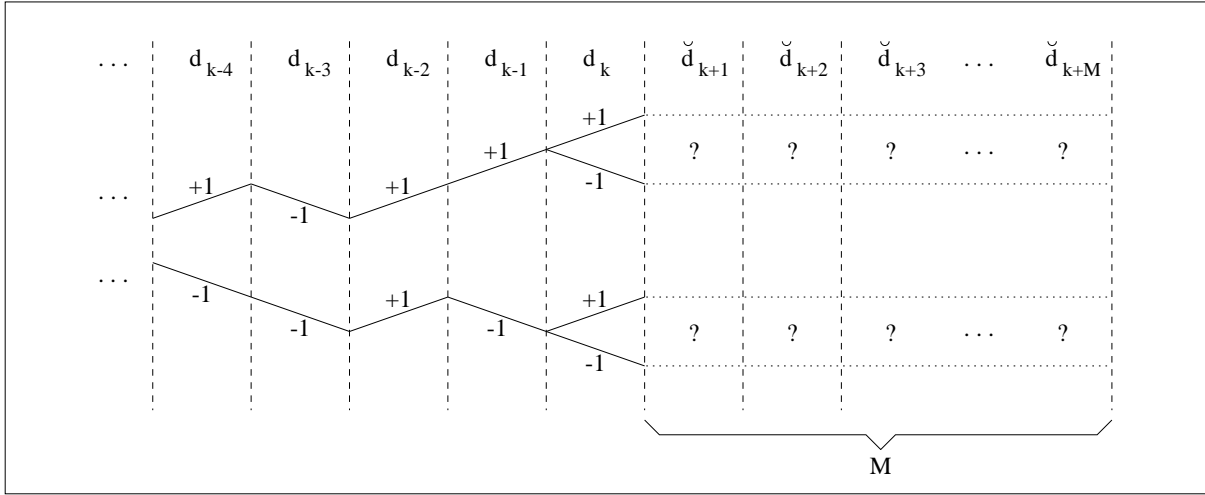


Abbildung 7.3: Erweiterung der Pfadenden mit stochastischen Symbolen

$\begin{bmatrix} r_{L_t} & \dots & r_{k-2} & r_{k-1} & r_k \\ d_{L_t} \cdot \hat{h}_0 & & d_{k-2} \cdot \hat{h}_0 & d_{k-1} \cdot \hat{h}_0 & d_k \cdot \hat{h}_0 \\ + & & + & + & + \\ d_{L_{t-1}} \cdot \hat{h}_1 & \dots & d_{k-3} \cdot \hat{h}_1 & d_{k-2} \cdot \hat{h}_1 & d_{k-1} \cdot \hat{h}_1 \\ + & & + & + & + \\ d_{L_{t-2}} \cdot \hat{h}_2 & & d_{k-4} \cdot \hat{h}_2 & d_{k-3} \cdot \hat{h}_2 & d_{k-2} \cdot \hat{h}_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} r_{k+1} & r_{k+2} \\ ? \cdot \hat{h}_0 & ? \cdot \hat{h}_0 \\ + & + \\ d_k \cdot \hat{h}_1 & ? \cdot \hat{h}_1 \\ + & + \\ d_{k-1} \cdot \hat{h}_2 & d_k \cdot \hat{h}_2 \end{bmatrix}^T$
\Rightarrow Einfache Pfadmetrik $\Lambda^{(k)}$	\Rightarrow Term $\delta^{(k)}$
\Rightarrow Erweiterte Pfadmetrik $\tilde{\Lambda}^{(k)} = \Lambda^{(k)}/N_0 + \delta^{(k)}$	

Tabelle 7.1: Schema zur Berechnung der erweiterten Pfadmetrik $\tilde{\Lambda}^{(k)}$, “?” symbolisiert die stochastischen Symbole \check{d}_i , $i = k+1, k+2$; $M = 2$.

den Symbolhypothesen $\mathbf{d}_{L_t}^{(k)} = [d_{L_t}, d_{L_t+1}, \dots, d_k]^T$ wird um die M stochastischen Symbole \check{d}_{k+m} , $m = 1, \dots, M$, zu dem Vektor $\mathbf{d}_{L_t}^{(k+M)} = [d_{L_t}, d_{L_t+1}, \dots, d_k, \check{d}_{k+1}, \dots, \check{d}_{k+M}]^T$ verlängert. Die erweiterte Pfadmetrik $\tilde{\Lambda}^{(k)}$ berechnet sich aus dem erweiterten Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(k+M)}$ und dem Vektor $(\mathbf{d}_{L_t}^{(k+M)} * \hat{\mathbf{h}}^{(k)})$, der Faltung zwischen dem erweiterten Vektor der Symbolhypothese $\mathbf{d}_{L_t}^{(k+M)}$ und dem Kanalschätzvektor $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$. In Tabelle 7.1 sind die beiden Vektoren beispielhaft mit einer Kanalimpulsantwort der Einflusslänge $M = 2$ gegenübergestellt, wobei die stochastischen Symbole mit “?” symbolisiert sind. In der ersten Zeile ist der erweiterte Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(k+M)}$ notiert und darunter der Vektor $(\mathbf{d}_{L_t}^{(k+M)} * \hat{\mathbf{h}}^{(k)})$, wobei die Summanden der einzelnen Koeffizienten untereinander angeord-

net sind. Aus dem linken Teil, definiert über den Empfangsvektorkoeffizienten r_{L_t}, \dots, r_k , wird die einfache Metrik $\Lambda^{(k)}$ gemäß Gleichung (7.12) bzw. (7.40) berechnet. Die in der Metrik $\Lambda^{(k)}$ nicht berücksichtigte Signalenergie fließt mittels dem zusätzlichen Term $\delta^{(k)}$ in die erweiterte Pfadmetrik. Der Term $\delta^{(k)}$ wird aus dem rechten, erweiterten Teil, definiert über den Empfangsvektorkoeffizienten r_{k+1}, \dots, r_{k+M} , gemäß Gleichung (7.44) berechnet.

Jedes stochastische Symbol \check{d}_i , $k+1 \leq i \leq k+M$, verursacht bei den nachfolgenden Empfangssymbolen r_j , $i < j \leq k+M$, aufgrund der Kanalimpulsantwort einen zusätzlichen Störterm, nämlich $\check{d}_i \cdot \hat{h}_{j-i}$. Die durch das stochastische Symbol hervorgerufene Energie kann dabei als weißer gaußverteilter Rauschprozess modelliert werden. Das einzelne Informationssymbol hat eine diskrete Wahrscheinlichkeitsverteilung. Bei langen Kanalimpulsantworten überlagern sich jedem Empfangssymbol jedoch eine große Anzahl von zusätzlichen Störtermen, weshalb gemäß dem zentralen Grenzwertsatz näherungsweise eine Gaußverteilung für diese zusätzliche Störung angenommen werden kann. Zudem können die einzelnen Störterme als statistisch unabhängig angenommen werden. Aufgrund dieser Annahme können die Energien der einzelnen Rauschterme addiert werden, so dass sich für die gesamte Rauschleistung

$$\sigma^2(n_i) = \begin{cases} N_0 & \text{für } L_t \leq i \leq k \\ N_0 + \sum_{l=0}^{i-(k+1)} |\hat{h}_l|^2 & \text{für } k < i \leq k+M \end{cases} \quad (7.41)$$

und für die Kovarianzmatrix des Rauschens

$$\mathbf{C}_n = \begin{pmatrix} \sigma^2(n_0) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma^2(n_1) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \sigma^2(n_{k+M}) \end{pmatrix} \quad (7.42)$$

ergibt. Die Herleitung der erweiterten Pfadmetrik im folgenden Abschnitt 7.3.2 zeigt, dass sich die erweiterte Metrik $\tilde{\Lambda}^{(k)}$ aus der normierten einfachen Metrik $\Lambda^{(k)}$ aus Gleichung (7.37) bzw. (7.38) und einem zusätzlichen Term $\delta^{(k)}$ zusammensetzt

$$\tilde{\Lambda}^{(k)} = \frac{\Lambda^{(k)}}{N_0} + \delta^{(k)}, \quad (7.43)$$

wobei gilt

$$\delta^{(k)} = \sum_{m=1}^M \frac{\left| r_{k+m} - \sum_{n=0}^{M-m} d_{k-n} \hat{h}_{m+n} \right|^2 + \sum_{n=0}^{m-1} |\hat{h}_n|^2}{N_0 + \sum_{n=0}^{m-1} |\hat{h}_n|^2}. \quad (7.44)$$

Der Berechnungsaufwand von $\tilde{\Lambda}^{(k)}$ ist kaum größer als von $\Lambda^{(k)}$. Zudem läßt sich mit der erweiterten Pfadmetrik die Anzahl der weiterzuverfolgenden Pfade und folglich die Komplexität ohne nennenswerte Auswirkung auf die Leistungsfähigkeit reduzieren. Diese verbesserte Metrik kann auch bei anderen Entzerrungsverfahren, wie z.B. beim M-Algorithmus [BeG92] angewendet werden, um ebenfalls die Anzahl der Pfade zu reduzieren.

7.3.2 Herleitung der erweiterten Pfadmetrik

Aufgrund der stochastischen Pfadverlängerung wird zur Berechnung der erweiterten Metrik der Erwartungswert der Log-Likelihood-Funktion aus Gleichung (7.8) gebildet

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_{ML}(\mathbf{D}^{(k+M)}) &= E \left\{ \left(\mathbf{r}^{(k+M)} - \mathbf{D}^{(k+M)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right)^H \mathbf{C}_n^{-1} \left(\mathbf{r}^{(k+M)} - \mathbf{D}^{(k+M)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right) \right\} \quad (7.45) \\ &= E \left\{ \left(\mathbf{r}^{(k+M)} - \mathbf{D}^{(k+M)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right)^H \mathbf{C}_n^{-\frac{1}{2}} \mathbf{C}_n^{-\frac{1}{2}} \left(\mathbf{r}^{(k+M)} - \mathbf{D}^{(k+M)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right) \right\} .\end{aligned}$$

Das bedeutet, dass die erweiterte Metrik $\tilde{\Lambda}^{(k)}$

$$\tilde{\Lambda}^{(k)} = E \left\{ \left\| \mathbf{C}_n^{-\frac{1}{2}} \left(\mathbf{r}^{(k+M)} - \mathbf{D}^{(k+M)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} \right) \right\|^2 \right\} , \quad (7.46)$$

so minimiert wird, dass im Mittel die besten Pfade ausgewählt werden. Für den erweiterten Empfangsvektor $\mathbf{r}^{(k+M)}$ und die erweiterte Symbolmatrix $\mathbf{D}^{(k+M)}$ ergibt sich entsprechend Gleichung (7.5)

$$\mathbf{r}^{(k+M)} = \begin{pmatrix} r_{L_t} \\ r_{L_t+1} \\ \vdots \\ r_k \\ r_{k+1} \\ r_{k+2} \\ \vdots \\ r_{k+M} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{D}^{(k+M)} = \begin{pmatrix} d_{L_t} & d_{L_t-1} & \cdots & d_{L_t-M} \\ d_{L_t+1} & d_{L_t} & \cdots & d_{L_t+1-M} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ d_k & d_{k-1} & \cdots & d_{k-M} \\ \check{d}_{k+1} & d_k & \cdots & d_{k+1-M} \\ \check{d}_{k+2} & \check{d}_{k+1} & \cdots & d_{k+2-M} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \check{d}_{k+M} & \check{d}_{k-1+M} & \cdots & d_k \end{pmatrix}. \quad (7.47)$$

Setzt man $\mathbf{r}^{(k+M)}$ und $\mathbf{D}^{(k+M)}$ in Gleichung (7.46) ein, wird deutlich, dass aus den ersten $(k - L_t + 1)$ Zeilen des Vektors bis auf den Rauschterm die einfache Metrik $\Lambda^{(k)}$ gewonnen werden kann. Wird dieser Teil abgespalten, erhält man

$$\tilde{\Lambda}^{(k)} = \frac{\Lambda^{(k)}}{N_0} + E \left\{ \left\| \tilde{\mathbf{C}}_n^{-\frac{1}{2}} \left[\begin{pmatrix} r_{k+1} \\ r_{k+2} \\ \vdots \\ r_{k+M} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \check{d}_{k+1} & d_k & \cdots & d_{k+1-M} \\ \check{d}_{k+2} & \check{d}_{k+1} & \cdots & d_{k+2-M} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \check{d}_{k+M} & \check{d}_{k+M-1} & \cdots & d_k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{h}_0 \\ \hat{h}_1 \\ \vdots \\ \hat{h}_M \end{pmatrix} \right] \right\|^2 \right\}, \quad (7.48)$$

wobei die Matrix $\tilde{\mathbf{C}}_n$ gemäß

$$\tilde{\mathbf{C}}_n = \begin{pmatrix} \sigma^2(n_k) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma^2(n_{k+1}) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \sigma^2(n_{k+M}) \end{pmatrix}. \quad (7.49)$$

definiert ist. Ausmultiplizieren und Bilden der quadratischen Norm in Gleichung (7.48) führt auf

$$\begin{aligned}
\tilde{\Lambda}^{(k)} &= \frac{\Lambda^{(k)}}{N_0} + E \left\{ \sum_{m=1}^M \frac{\left| r_{k+m} - \sum_{n=0}^{M-m} d_{k-n} \hat{h}_{m+n} - \sum_{n=0}^{m-1} \check{d}_{k+m-n} \hat{h}_n \right|^2}{N_0 + \sum_{n=0}^{m-1} |\hat{h}_n|^2} \right\} \\
\tilde{\Lambda}^{(k)} &= \frac{\Lambda^{(k)}}{N_0} + \sum_{m=1}^M \left\{ \frac{1}{N_0 + \sum_{n=0}^{m-1} |\hat{h}_n|^2} \cdot \left(\left| r_{k+m} - \sum_{n=0}^{M-m} d_{k-n} \hat{h}_{m+n} \right|^2 - \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - 2\Re \left\{ E \left\{ \left(r_{k+m} - \sum_{n=0}^{M-m} d_{k-n} \hat{h}_{m+n} \right) \cdot \sum_{n=0}^{m-1} \check{d}_{k+m-n} \hat{h}_n \right\} \right\} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + E \left\{ \left| \sum_{n=0}^{m-1} \check{d}_{k+m-n} \hat{h}_n \right|^2 \right\} \right) \right\} \\
\tilde{\Lambda}^{(k)} &= \frac{\Lambda^{(k)}}{N_0} + \sum_{m=1}^M \left\{ \frac{1}{N_0 + \sum_{n=0}^{m-1} |\hat{h}_n|^2} \cdot \left(\left| r_{k+m} - \sum_{n=0}^{M-m} d_{k-n} \hat{h}_{m+n} \right|^2 - \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - 2\Re \left\{ \left(r_{k+m} - \sum_{n=0}^{M-m} d_{k-n} \hat{h}_{m+n} \right) \cdot \sum_{n=0}^{m-1} \hat{h}_n \cdot E\{\check{d}_{k+m-n}\} \right\} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + E \left\{ \left(\sum_{n=0}^{m-1} \check{d}_{k+m-n} \hat{h}_n \right) \left(\sum_{n=0}^{m-1} \check{d}_{k+m-n} \hat{h}_n \right)^* \right\} \right) \right\}. \quad (7.50)
\end{aligned}$$

Da die einzelnen Informationssymbole \check{d}_i als statisch unabhängige, bipolare Binärsymbole, d.h. $\check{d}_i \in \{+1, -1\}$, angenommen werden, gilt

$$E\{\check{d}_i \cdot \check{d}_j\} = 0 \quad \text{für } i \neq j \quad (7.51)$$

$$E\{\check{d}_i\} = 0 \quad (7.52)$$

$$E\left\{|\check{d}_i|^2\right\} = 1 \quad . \quad (7.53)$$

Somit folgt schließlich der Ausdruck für die erweiterte Pfadmetrik, wie er bereits ohne Beweis schon in Gleichung (7.43) und (7.44) angegeben wurde

$$\tilde{\Lambda}^{(k)} = \frac{\Lambda^{(k)}}{N_0} + \underbrace{\sum_{m=1}^M \left\{ \frac{\left| r_{k+m} - \sum_{n=0}^{M-m} d_{k-n} \hat{h}_{m+n} \right|^2 + \sum_{n=0}^{m-1} |\hat{h}_n|^2}{N_0 + \sum_{n=0}^{m-1} |\hat{h}_n|^2} \right\}}_{:= \delta^{(k)}}. \quad (7.54)$$

Die erweiterte Metrik $\tilde{\Lambda}^{(k)}$ setzt sich folglich zusammen aus der einfachen Metrik $\Lambda^{(k)}$, die auf das Rauschen N_0 normiert wurde, und einem zusätzlichen Term $\delta^{(k)}$. Dieser Summand berücksichtigt die auf den Schritt k folgenden Empfangssymbole, wobei jeder einzelne Pfad zur Metrikberechnung durch eine Sequenz mit zufälligen Informationssymbolen $\check{d}_k, \dots, \check{d}_{k+M}$ abgeschlossen wird.

7.4 Initialisierung

7.4.1 Standardverfahren

Der in Gleichung (7.40) angegebene Satz von Formeln zur rekursiven Berechnung des JCE-Algorithmus benötigt Anfangswerte für $\hat{\mathbf{h}}^{(-1)}$, $\mathbf{K}^{(-1)}$ und $\Lambda^{(-1)}$. Beim Durchlaufen der Trainingssequenz ist der Pfad im Trellis festgelegt. Eine Metrikberechnung ist nicht notwendig, weshalb

$$\Lambda^{(i)} := 0 \quad \text{für } i < L_t \quad (7.55)$$

gesetzt werden kann. Für die Kanalschätzung werden Anfangswerte für den Vektor $\hat{\mathbf{h}}^{(-1)}$ und die Matrix $\mathbf{K}^{(-1)}$ benötigt.

Ähnlich den Standardverfahren zur Kanalschätzung kann in jedem Datenblock die Kanalimpulsantwort neu geschätzt oder die Schätzung aus dem vorherigen Block übernommen werden. Im ersten Fall wird der Anfangsvektor der Impulsantwort $\hat{\mathbf{h}}^{(-1)}$ zu

$$\hat{\mathbf{h}}^{(-1)} := \mathbf{0} \quad (7.56)$$

gesetzt. Der zweite Fall wird separat in Abschnitt 7.4.2 behandelt.

Aus den Gleichungen (7.16), (7.21) und (7.39) kann die Matrix $\mathbf{K}^{(k)}$ allgemein angegeben werden zu

$$\mathbf{K}^{(k)} = \left(\mathbf{D}^{(k)H} \mathbf{D}^{(k)} + N_0 \mathbf{C}_h^{-1} \right)^{-1}, \quad (7.57)$$

wobei $\mathbf{D}^{(k)}$ die Symbolmatrix nach Gleichung (7.5) ist. Mit der Wahl $d_i = 0$ für $i < 0$ folgt, dass die Matrix $\mathbf{D}^{(-1)}$ nur mit Nullen besetzt ist. Folglich kann die Initialisierung der Matrix $\mathbf{K}^{(-1)}$ gemäß

$$\mathbf{K}^{(-1)} = \frac{\mathbf{C}_h}{N_0} \quad (7.58)$$

erfolgen. Falls die Kovarianzmatrix \mathbf{C}_h der Kanalkoeffizienten unbekannt ist, wird die Annahme getroffen, dass alle Kanalkoeffizienten im Mittel die gleiche Energie aufweisen.

Nimmt man weiterhin an, dass die Norm des Vektors der Kanalimpulsantwort auf 1 normiert ist

$$E\{\|\mathbf{h}\|^2\} = 1, \quad (7.59)$$

lässt sich als Startwert für die Matrix $\mathbf{K}^{(-1)}$

$$\mathbf{K}^{(-1)} = \frac{1}{N_0 M} \mathbf{I} \quad (7.60)$$

gewinnen. Diese Vorgehensweise ist nicht optimal, denn es ist bekannt, dass die Leistung der einzelnen Kanalkoeffizienten mit zunehmender Verzögerung aufgrund des längeren Ausbreitungspfads näherungsweise exponentiell abfällt. Es hat sich aber gezeigt, dass die Initialisierung der Matrix $\mathbf{K}^{(-1)}$ relativ unkritisch ist und keinen großen Einfluß auf die gewonnenen Ergebnisse hat. Daher werden trotz obiger Näherungen geeignete Anfangswerte gewonnen.

7.4.2 Übernahme der Kanalkoeffizienten vom vorherigen Block

Bei herkömmlichen Verfahren zur Kanalschätzung wird in jedem Übertragungsblock eine erneute Schätzung durchgeführt. Bei zeitlich langsam veränderlichen Kanälen ergibt sich die Möglichkeit, die geschätzte Kanalimpulsantwort aus dem vorangegangenen Übertragungsblock weiterzuverwenden. Der hierdurch verursachte Fehler ist in der Regel kleiner als der Fehler, der durch eine neue Schätzung mit einer kurzen Trainingssequenz erzeugt wird. Zudem ist die Übernahme der Kanalschätzung unkritisch, da die Schätzung im weiteren Verlauf kontinuierlich angepasst wird.

Im Schritt $k = 0$ befindet sich das Verfahren in einem undefinierten Zustand, da die Symbole d_k für $k < 0$ unbekannt sind. Gemäß den Gleichungen (7.24) und (7.25) ergibt sich somit der Symbolvektor zu $\mathbf{d}^0 = \mathbf{0}$. Würden die Kanalkoeffizienten aus dem Vorblock direkt im Schritt $k = 0$ eingesetzt werden, würde die Schätzung durch das adaptive Nachführen mit einem falschen Symbolvektor $\mathbf{d}^{(k)}$ die Schätzung verschlechtern. Aus diesem Grund werden die Koeffizienten erst übernommen, wenn der Algorithmus sich im definierten Zustand befindet. Aufgrund der Kanalverzögerung wird der definierte Zustand im Schritt $k = M$ erreicht, da dann der Symbolvektor $\mathbf{d}^{(k)}$ vollständig durch die Trainingssequenz bestimmt ist. Bei konventioneller Kanalschätzung führen ebenfalls die ersten M Trainingssymbole zum Erreichen eines definierten Zustands. Die nachfolgenden Trainingssymbole dienen der adaptiven Verbesserung der Kanalschätzung. Somit wird im Schritt $k = M$ der letzte Vektor $\hat{\mathbf{h}}_{\text{Vorblock}}^{(Q+M-1)}$ der Kanalimpulsantwort aus dem Vorblock übernommen, d.h.

$$\hat{\mathbf{h}}^{(M)} := \hat{\mathbf{h}}_{\text{Vorblock}}^{(Q+M-1)}. \quad (7.61)$$

Bei der Übernahme aus dem vorherigen Block ist im Schritt $k = M$ auch eine geeignete Wahl für die Matrix $\mathbf{K}^{(M)}$ zu treffen. Hierzu wird als Ansatz

$$\mathbf{K}^{(M)} = \varepsilon \mathbf{I} \quad (7.62)$$

gewählt. Die Matrix $\mathbf{K}^{(k)}$ wird als “predicted state-error correlation matrix” bezeichnet und ist ein Maß für die Güte der Schätzung [Hay86]. Bei kleinen Schätzfehlern werden die Elemente von $\mathbf{K}^{(k)}$ sehr klein, was besagt, dass die Schätzung als gut eingestuft wird und nachfolgende Symbolwerte nur einen kleinen Einfluß auf die Schätzung haben. Mit der Wahl von ε im Schritt $k = M$ wird gesteuert, inwieweit der Anfangsvektor $\hat{\mathbf{h}}^{(M)}$ in den weiteren Adaptionsvorgang mit einzubeziehen ist. Wird ε klein gewählt, so wird der Vektor weitestgehend beibehalten, d.h. kaum adaptiv nachgeführt. Bei relativ großem ε dagegen ist der Einfluß der alten Kanalimpulsantwort klein. In diesem Fall wird der Schätzwert für die Kanalimpulsantwort fast vollständig mittels der neuen Trainingssequenz bestimmt. Idealerweise wird ε entsprechend der momentanen Dopplerfrequenz gewählt, die aus den gewonnenen Empfangsdaten ermittelt wird.

Bisher wurde davon ausgegangen, dass die Trainingssequenz mindestens so lang wie die Kanalimpulsantwort ist. Bei Trainingsfolgen, die kürzer als die Kanalimpulsantwort sind, ist dieses Verfahren ebenfalls anwendbar, wenn ε entsprechend klein gewählt wird. Dadurch wird vermieden, dass eine Verschlechterung aufgrund der undefinierten und daher zu Null gesetzten Komponenten des Symbolvektors $\mathbf{d}^{(k)}$ eintritt. Beim erneuten Durchlauf des Algorithmus ist der Vektor $\mathbf{d}^{(k)}$ für $k < M$ bekannt, da er durch das Ende des Datenblocks bestimmt ist.

Der JCE mit Übernahme der Kanalkoeffizienten ist von einer einigermaßen korrekten Kanalschätzung des Vorblocks abhängig. Jedoch kann im Falle eines tiefen Fadingeinbruchs keine ausreichend zuverlässige Kanalschätzung erreicht werden. Daher ist es empfehlenswert, immer eine kurze Trainingsfolge zu senden, so dass im Falle einer schlechten Schätzung noch genügend Redundanz vorhanden ist, um wenigsten innerhalb weniger Blöcke wieder eine gute Kanalschätzung zu erhalten. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, in periodischen Abständen immer wieder längere Trainingsfolgen zu senden.

7.5 Simulationsergebnisse

Für die Monte-Carlo Simulationen wird eine IFDMA-Übertragung mit BPSK-Modulation über die GSM-Testkanäle TU und BU bei einer Übertragungsbandbreite von ungefähr $B = 1.25$ MHz betrachtet. Es wird eine Blocklänge $Q = 64$ und ein Spreizfaktor $G = L + L_\Delta = 17 + 1 = 18$ gewählt. Die sonstigen Parameter werden wie in Abschnitt 6.1 eingestellt. Ferner wird wieder angenommen, dass ideale Synchronisation vorliegt.

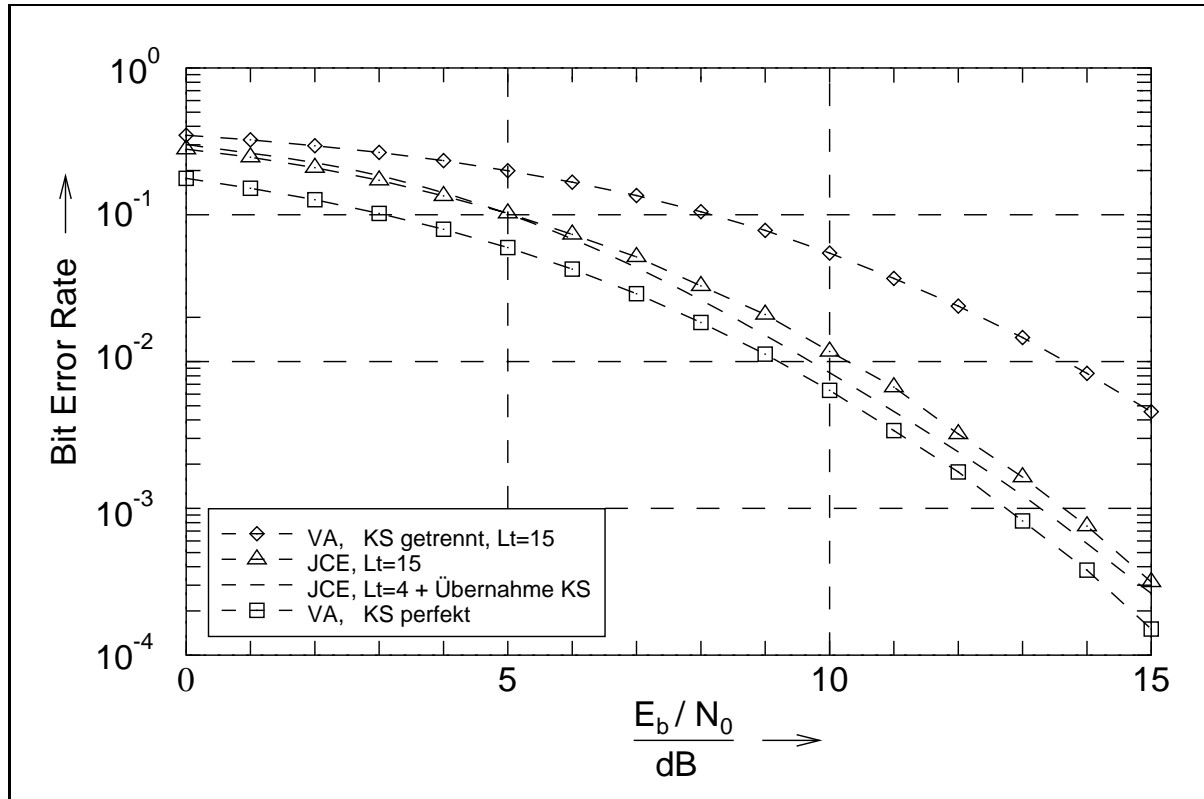


Abbildung 7.4: Simulierte BER für JCE mit Trainingssequenz der Länge $L_t = 15$ und für JCE mit Trainingssequenz der Länge $L_t = 4$ und Übernahme der vorangegangenen Kanalschätzung (KS) ($f_D = 10$ Hz) im Vergleich zur optimalen Entzerrung (VA) mit perfekter Kanalschätzung und optimalen Entzerrung mit realer, getrennt durchgeführter Kanalschätzung mit Trainingssequenz der Länge $L_t = 15$ für den Testkanal TU.

In den Abbildungen 7.4 und 7.5 sind die Simulationsergebnisse für den vorgeschlagenen JCE im Vergleich zur optimalen Entzerrung zum einen mit perfekter Kanalschätzung und zum anderen mit getrennter Kanalschätzung aufgetragen. Die erste Vergleichskurve ergibt sich aus einer ML-Entzerrung mittels eines Viterbi-Algorithmus (VA), wobei eine perfekte Schätzung der Kanalimpulsantwort $\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{h}$ angenommen wird. Diese Kurve stellt somit eine obere Grenze der Systemperformance dar. Für den zweiten Vergleich wird der M-Algorithmus [BeG92] mit getrennter ML-Kanalschätzung herangezogen. Der M-Algorithmus arbeitet ähnlich dem Viterbi-Algorithmus jedoch mit einer reduzierten Anzahl von Pfaden. Die Anzahl der weiterverfolgten Pfade wurde jedoch so groß gewählt, dass kein relevanter Unterschied zur optimalen Viterbi-Entzerrung entsteht. Die Simulationsergebnisse sind als BER $P_b(\gamma_b)$ in Abhängigkeit des SNR $\gamma_b = E_b/N_0$ dargestellt.

In Abbildung 7.4 liegt eine Übertragung über den GSM-Testkanal TU mit einer Kanalimpulsantwort der Länge $M = 7$ vor. Zur Initialisierung des Algorithmus werden Trainingssequenzen der Länge $L_t = 15$ bzw. $L_t = 4$ verwendet. Im letzteren Fall ($L_t = 4$) wird die Kanalschätzung aus dem vorangegangenen Übertragungsblock übernommen, wobei eine

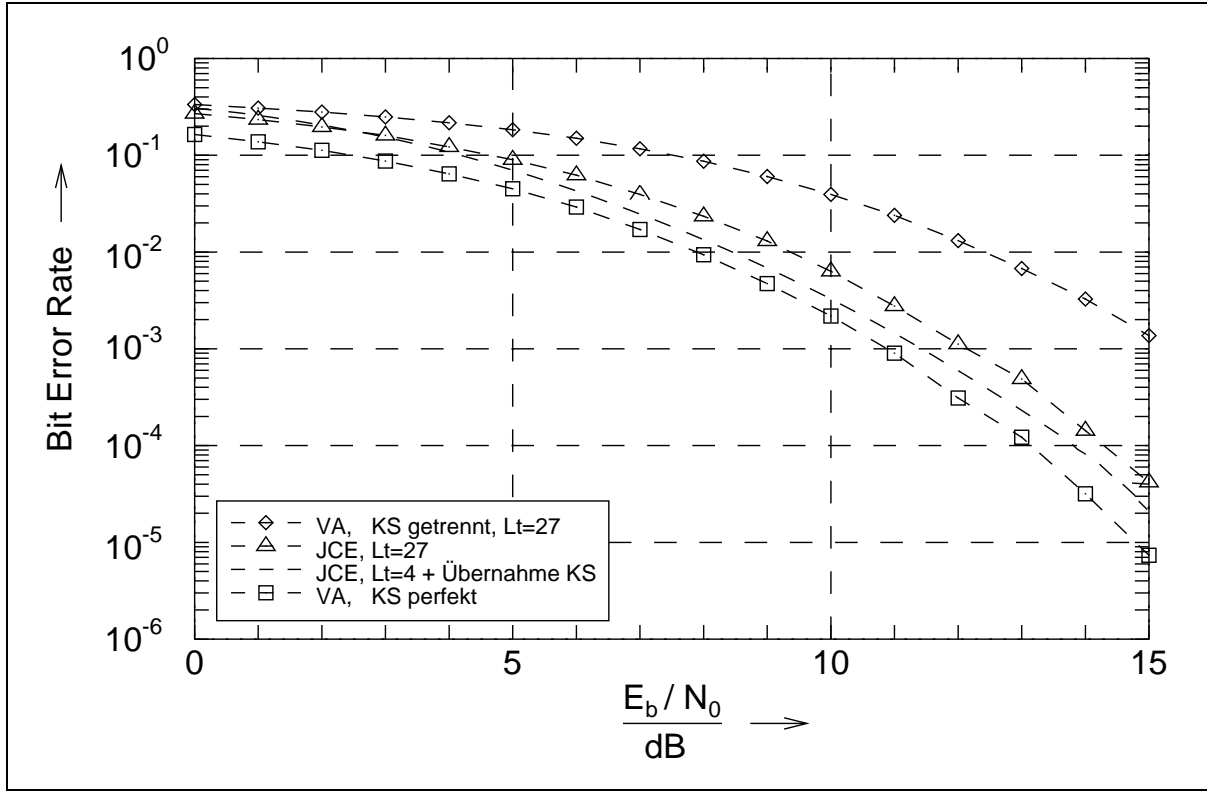


Abbildung 7.5: Simulierte BER für JCE mit Trainingssequenz der Länge $L_t = 27$ und für JCE mit Trainingssequenz der Länge $L_t = 4$ und Übernahme der vorangegangenen Kanalschätzung (KS) ($f_D = 10$ Hz) im Vergleich zur optimalen Entzerrung (VA) mit perfekter Kanalschätzung und zur optimalen Entzerrung mit realer, getrennt durchgeführter Kanalschätzung mit Trainingssequenz der Länge $L_t = 27$ für den Testkanal BU.

Dopplerfrequenz $f_D = 10$ Hz angenommen wird. Der konventionelle Ansatz mit getrennter Kanalschätzung und Entzerrung verwendet eine Trainingssequenz der Länge $L_t = 15$. Hierzu sei angemerkt, dass gemäß Gleichung (7.1) $L_t = 15$ die Mindestlänge ist, damit ML-Kanalschätzung möglich ist. Im Vergleich zum optimalen Entzerrer mit $2^M = 128$ Pfaden in jedem Schritt behält der vorgeschlagene JCE nur $N_b = 64$ Pfade bei. Unter Verwendung der erweiterten Metrik würde der JCE bei derselben Leistungsfähigkeit sogar nur $N_b = 8$ Pfade benötigen. Für eine BER von $P_b(\gamma_b) = 5 \cdot 10^{-3}$ beträgt der Gewinn des JCE ohne bzw. mit Übernahme der vorangegangenen Kanalschätzung ungefähr 3,5 dB bzw. 4,0 dB im Vergleich zum konventionellen Ansatz. Der Verlust gegenüber der optimalen Entzerrung mit perfekter Kanalschätzung beträgt nur ungefähr 1 dB bzw. 0,5 dB.

In Abbildung 7.5 liegt der Vergleich für eine Übertragung über den GSM-Testkanal BU mit einer Kanalimpulsantwort der Länge $M = 13$ vor. Zur Initialisierung des Algorithmus werden Trainingssequenzen der Länge $L_t = 27$ verwendet, bzw. $L_t = 4$, wenn die Kanalschätzung aus dem vorangegangenen Übertragungsblock übernommen wird. Hier-

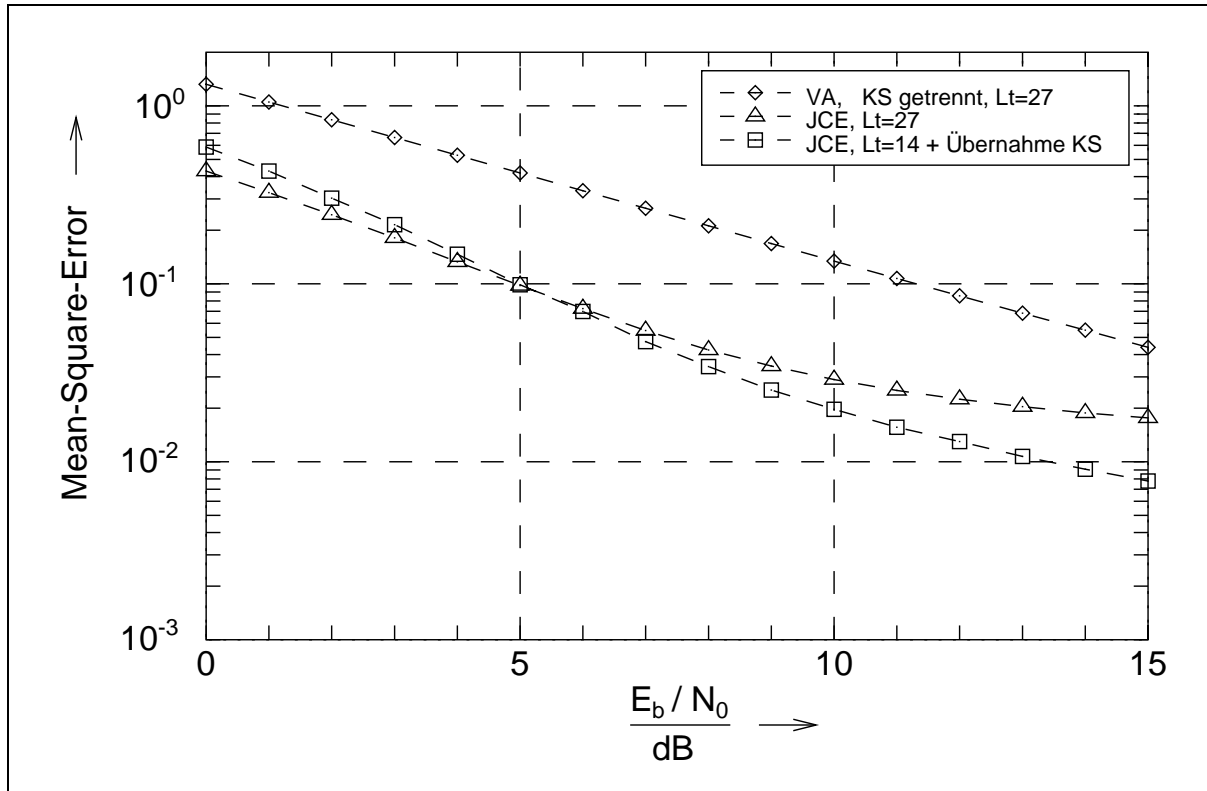


Abbildung 7.6: Simulierter MSE des JCE mit einer Trainingssequenz der Länge $L_t = 27$, für JCE mit Trainingssequenz der Länge $L_t = 14$ und Übernahme der vorangegangenen Kanalschätzung (KS) im Vergleich zur ML-Kanalschätzung mit Trainingssequenz der Länge $L_t = 27$ für den Testkanal BU.

bei wird wieder eine Dopplerfrequenz $f_D = 10$ Hz angenommen. Der optimale Entzerrer mit getrennter Kanalschätzung verwendet eine Trainingssequenz der Länge $L_t = 27$. Im Vergleich zum optimalen Entzerrer mit $2^M = 8192$ Pfaden in jedem Schritt behält der vorgeschlagene JCE nur $N_b = 128$ Pfade bei. Unter Verwendung der erweiterten Metrik würde der JCE bei derselben Leistungsfähigkeit sogar nur $N_b = 16$ Pfade benötigen. Für eine BER von $P_b(\gamma_b) = 1,5 \cdot 10^{-3}$ beträgt der Gewinn des JCE ohne bzw. mit Übernahme der vorangegangenen Kanalschätzung ungefähr 3,3 dB bzw. 4,0 dB im Vergleich zum konventionellen Ansatz. Der Verlust gegenüber der optimalen Entzerrung mit perfekter Kanalschätzung beträgt nur ungefähr 1,5 dB bzw. 0,5 dB.

Es sei angemerkt, dass der zusätzliche Energiegewinn aufgrund der kürzeren Trainingssequenz nicht berücksichtigt wurde.

Für die Entzerrung ist der Schätzfehler der Kanalimpulsantwort von großer Bedeutung. Um die Kanalschätzung besser zu beurteilen, wird hierfür der mittlere quadratische Fehler MSE zwischen dem Schätzwert und der tatsächlichen Kanalimpulsantwort

$$MSE = E \left\{ \|\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\|^2 \right\} \quad (7.63)$$

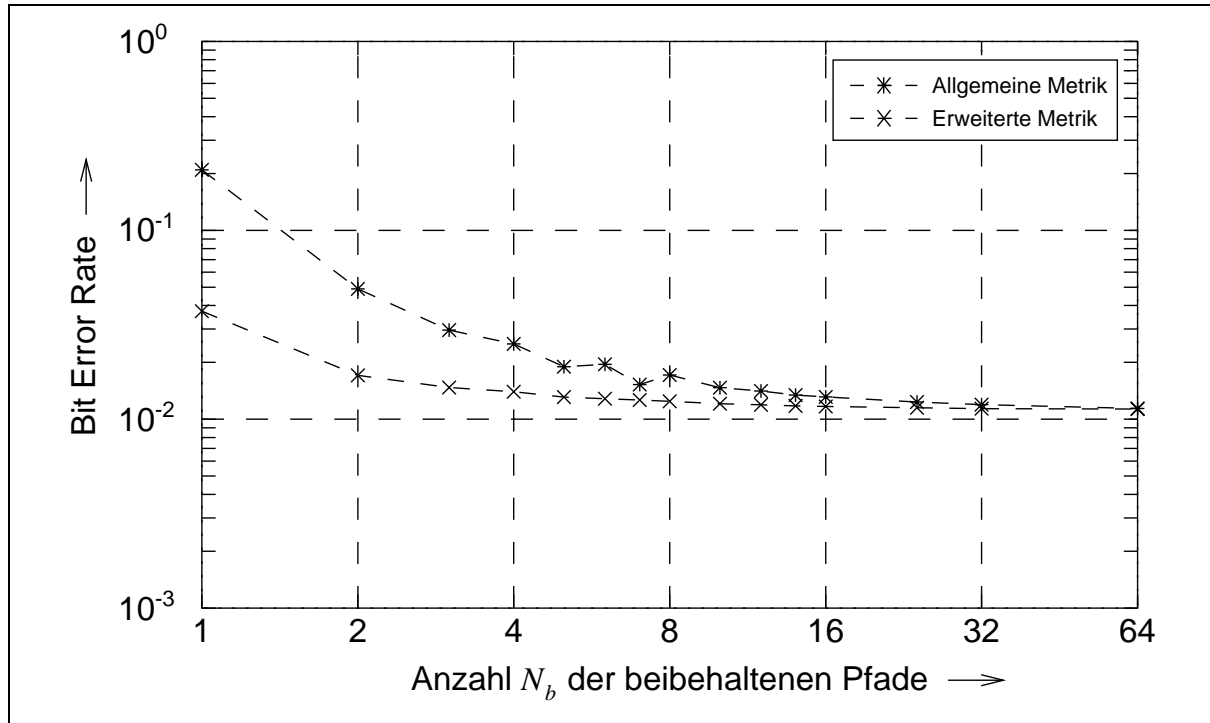


Abbildung 7.7: Simulierte BER in Abhängigkeit der Anzahl N_b der beibehaltenen Pfade für den JCE mit erweiterter Metrik im Vergleich zur herkömmlichen Metrik; $E_b/N_0 = 10$ dB; $L_t = 15$ für den Testkanal TU

betrachtet. In Abbildung 7.6 wird der Schätzfehler MSE der Kanalimpulsantwort für den JCE mit dem einer ML-Kanalschätzung verglichen und in Abhängigkeit des SNR $\gamma_b = E_b/N_0$ aufgetragen. Bei beiden Algorithmen beträgt die Länge der Trainingssequenz $L_t = 27$. Die Kanalschätzung des JCE ist deutlich besser als bei separat durchgeführter Kanalschätzung. Bei einem SNR von $\gamma_b = 10$ dB beträgt der Fehler nur 0,03 im Gegensatz zu 0,13 bei separater ML-Kanalschätzung. Wird der JCE mit der Kanalimpulsantwort des vorangegangenen Übertragungsblocks initialisiert, senkt sich der Schätzfehler auf 0,02, wobei eine Dopplerfrequenz von $f_D = 30$ Hz angenommen wird. Wie zu erwarten, verringert die Übernahme der Kanalschätzung vor allem bei großem SNR den Schätzfehler, da in diesem Fall eine relativ genau Kanalschätzung übernommen wird.

Wird der vorgeschlagene Algorithmus mit der erweiterten Metrik eingesetzt, wird dieselbe Leistungsfähigkeit bei beachtlich geringer Anzahl N_b beibehaltener Pfade erreicht. Die erweiterte Metrik bringt den größten Gewinn bei Übertragungskanälen mit großer Einflusslänge, da bei diesen Kanälen besonders viel Energie auf langen Umwegpfaden empfangen wird. In den Abbildungen 7.7 und 7.8 sind die Simulationsergebnisse für die GSM-Testkanäle TU und BU dargestellt, wobei die BER in Abhängigkeit der Anzahl N_b der weiterverfolgten Pfade bei einem festen SNR-Wert von $\gamma_b = 10$ dB aufgetragen ist. Für den GSM-Testkanal TU in Abbildung 7.7 wird bei Verwendung der allgemeinen Metrik und $N_b = 64$ weiterverfolgten Pfade eine BER von $P_b(\gamma_b) = 1,1 \cdot 10^{-2}$ erreicht. Der

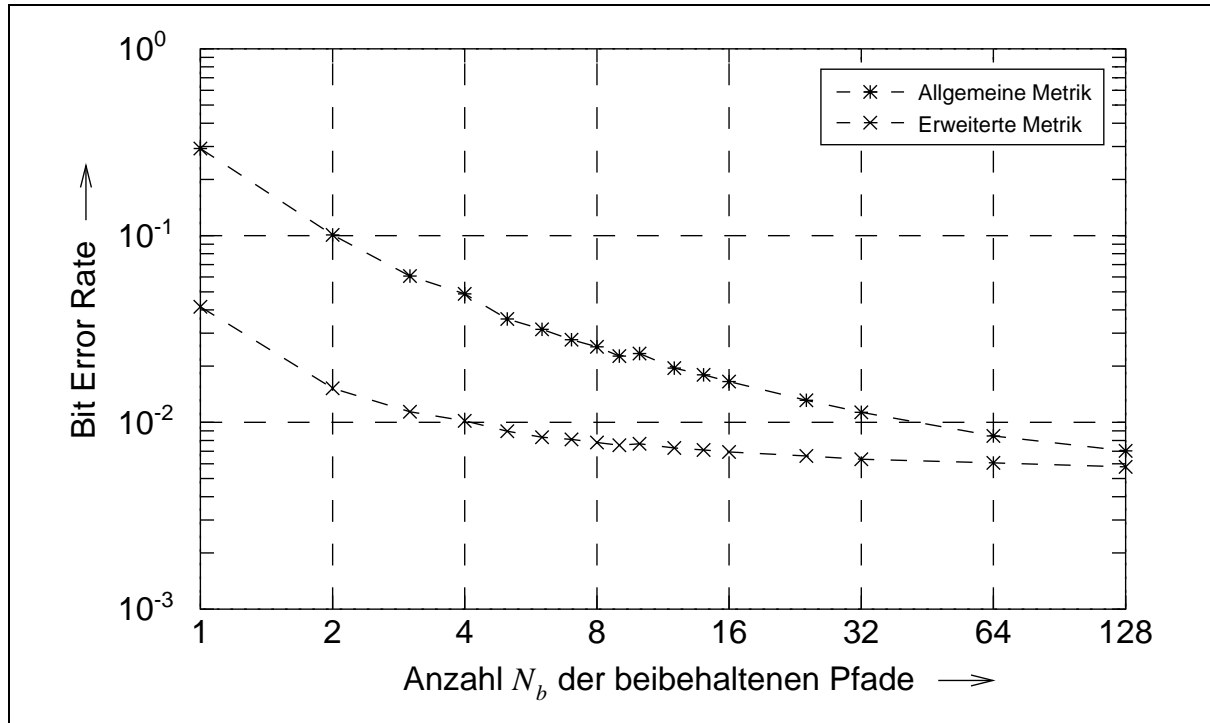


Abbildung 7.8: Simulierte BER in Abhängigkeit der Anzahl N_b der beibehaltenen Pfade für den JCE mit erweiterter Metrik im Vergleich zur herkömmlichen Metrik; $E_b/N_0 = 10$ dB; $L_t = 27$ für den Testkanal BU

Algorithmus mit der erweiterten Metrik erlangt denselben BER-Wert bei $N_b = 16$ weiterverfolgten Pfaden und bei nur $N_b = 8$ Pfaden steigt die BER nur auf $P_b(\gamma_b) = 1,25 \cdot 10^{-2}$ an. In Abbildung 7.8 wird für den GSM-Testkanal BU bei Verwendung der allgemeinen Metrik und $N_b = 128$ weiterverfolgten Pfaden eine BER von $P_b(\gamma_b) = 7 \cdot 10^{-3}$ erreicht. Denselben BER-Wert erlangt der Algorithmus mit erweiterter Metrik bei nur $N_b = 15$ weiterverfolgten Pfaden und bei $N_b = 8$ Pfaden steigt die BER nur auf $P_b(\gamma_b) = 7,8 \cdot 10^{-3}$ an. Durch die eingeführte erweiterte Metrik wird also eine beachtliche Komplexitätsreduzierung erzielt. Es sei hierzu noch angemerkt, dass beim BU-Testkanal ein Viterbi-Algorithmus $N_b = 2^M = 8192$ Pfade betrachten müsste.

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass durch Einsatz des JCE's gegenüber einem optimalen Entzerrer mit getrennter ML-Kanalschätzung eine beachtliche Leistungsverbesserung bei beträchtlicher Reduzierung der Komplexität erzielt wird.

Kapitel 8

Zusammenfassung

Für den Einsatz in der Mobilkommunikation wird ein neues breitbandiges orthogonales Vielfachzugriffsverfahren vorgeschlagen - "Interleaved Frequency-Division Multiple-Access" (IFDMA). Mathematische Darstellung und Untersuchung der Leistungsfähigkeit von IFDMA bilden den ersten Schwerpunkt dieser Arbeit. Da bei der IFDMA-Übertragung über den Mobilfunkkanal ISI auftritt, ist eine Entzerrung des Empfangssignals notwendig. Als ein effizientes Verfahren hierfür wird der JCE-Algorithmus eingeführt, der den zweiten Schwerpunkt der Arbeit bildet. Dieses Entzerrerverfahren mit kontinuierlicher Kanalschätzung wird mathematisch beschrieben und beispielhaft für das IFDMA-System untersucht.

IFDMA besitzt entscheidende Vorteile gegenüber anderen Vielfachzugriffsverfahren für den Mobilfunk. Der Gewinn durch Frequenz-Diversity und die Vermeidung von MAI sind die bedeutendsten Vorteile von IFDMA. Die Konstruktionsweise des Sendesignals bewirkt, dass die Trägerfrequenzen äquidistant über die gesamte Bandbreite verteilt sind. Aufgrund dieser Multicarrier-Komponente wird in frequenzselektiven Mobilfunkkanälen ein Mehrwegegewinn erzielt. Je größer die Anzahl der Trägerfrequenzen ist, desto größer ist der erreichbare Mehrwegegewinn. Jedoch ist dieser begrenzt, da mit zunehmender Anzahl der Trägerfrequenzen die einzelnen Trägerfrequenzen immer weniger unabhängig voneinander sind, sondern immer stärker korrelieren, wodurch ein Sättigungseffekt beim Mehrwegegewinn auftritt. Simulationen zeigen, dass die MFB der IFDMA-Übertragung für eine kleine Anzahl von Trägerfrequenzen identisch mit der theoretischen MFB ist. Wie aufgrund der Berechnung erwartet, wird der maximale Mehrwegegewinn mit einer kleinen Anzahl von Trägerfrequenzen erreicht, in typischen Mobilfunkkanälen bereits bei 8. In IFDMA wird MAI vermieden, da die Trägerfrequenzen der verschiedenen Nutzersignale zueinander orthogonal sind. Diese Orthogonalität wird mathematisch nachgewiesen. Darüber hinaus wird gezeigt, dass die Orthogonalität auch bei der Übertragung über zeitdispersive Mobilfunkkanäle erhalten bleibt.

Ein weiterer Vorteil von IFDMA ist, dass durch die Wahl unterschiedlicher Symbolblocklängen in verschiedenen Funkzellen “worst-case”-Interferenzen durch Gleichkanalstörungen aus Nachbarzellen vermieden werden können. Dieses Verfahren eignet sich auch dazu, in einer bereits ausgelasteten Mobilfunkzelle zusätzliche Teilnehmer senden zu lassen. Die dadurch verursachten Störungen wirken sich nicht als “worst-case”-Interferenz auf einen Teilnehmer aus, sondern als Rauschen auf alle. Die IFDMA-Übertragung ist kontinuierlich, wodurch zeitlich eine gleichmäßige Verteilung der Sendeleistung erzielt und die Synchronisation vereinfacht wird. Da die Konstruktion des IFDMA-Sendevektors im Zeitbereich erfolgt, besitzt das Sendesignal im Zeitbereich eine konstante Einhüllende und damit einen minimalen Crestfaktor. Dadurch werden Verzerrungen am Ausgang eines nichtlinearen Sendeverstärkers weitgehend unterbunden. Interferenzen aus dem vorangegangenen Symbolblock werden durch das Schutzintervall vermieden, wenn dessen Länge ausreichend groß gewählt wird. Zudem ermöglicht das Schutzintervall, die Anforderung an die Zeitsynchronisation zu reduzieren. IFDMA kann ohne Modifikation sowohl für den Downlink als auch für den Uplink eingesetzt werden. Insbesondere kann bei IFDMA dieselbe auf Trainingsymbolen basierende Kanalschätztechnik für Down- und Uplink angewendet werden.

Die IFDMA-Übertragung über den Mobilfunkkanal wird durch ISI beeinträchtigt. Dieser Effekt kann durch den Einsatz von Entzerrern am IFDMA-Empfänger deutlich reduziert werden. An bekannten Standardverfahren werden hierzu zum einen die optimale ML-Detektion und zum anderen der suboptimale DFE untersucht. Die Simulationen zeigen, dass die IFDMA-Übertragung mit ML-Detektion im Gegensatz zu MC-CDMA eine bessere Leistungsfähigkeit aufweist. Wie bei MC-CDMA ist es sogar unter Verwendung des optimalen Entzerrerverfahrens nicht möglich, die MFB zu erreichen. Aufgrund der Komplexität ist ML-Detektion jedoch nur für eine kleine Anzahl N übersprechender Symbole möglich, d.h. $N \leq 8$.

Ist die Anzahl der übersprechenden Symbole groß, d.h. $N > 8$, sind ML-Detektion oder Entzerrertechniken, die auf dem Viterbi-Algorithmus basieren, aufgrund der Begrenzung durch die Komplexität nicht mehr anwendbar. Suboptimale Entzerrertechniken, wie der DFE, können jedoch eingesetzt werden. Der DFE besteht aus einem linearen Vorfilter und einem Rückkopplungsfilter, das eine Initialisierung benötigt. Die Untersuchungen hierzu ergeben, dass die Bestimmung des Initialisierungsvektors für das Rückkopplungsfilter mittels eines linearen Filters einen sehr guten Kompromiss zwischen Komplexität und Leistungsfähigkeit darstellt. Aufgrund der zyklischen Eigenschaften des IFDMA-Systems kann die Leistungsfähigkeit des DFE’s durch wiederholte Durchläufe noch verbessert werden. Dabei zeigt sich, dass bereits beim zweiten Durchlauf nahezu die bestmögliche Leistungsfähigkeit erzielt wird. Ein Vergleich mit der optimalen ML-Detektion zeigt die gute Leistungsfähigkeit des DFE bei einer sehr viel geringeren Komplexität.

Für die ML-Detektion und den DFE wurde eine perfekte Kanalschätzung angenommen.

Tatsächlich aber liegt nur ein Schätzwert für die Kanalimpulsantwort vor. Eine getrennte Durchführung von Kanalschätzung und Entzerrung ist jedoch nicht optimal, selbst wenn sowohl für Kanalschätzung als auch für Entzerrung der optimale Ansatz gewählt wird. Der vorgeschlagene JCE führt Kanalschätzung und Entzerrung gemeinsam aus, indem die Information über den Kanal, die in jedem Empfangssymbol enthalten ist, ausgenutzt wird. Die Grundidee liegt in der erneuten Berechnung des Kanalschätzvektors nach jedem empfangenen Symbol, indem die Trainingssequenz mit dem Empfangssymbol verlängert wird. Der optimale Ansatz hierfür betrachtet alle Symbolhypothesen. Aufgrund der Komplexität wird jedoch nach jedem Schritt nur eine maximale Anzahl N_b von Pfaden weiterverfolgt, wobei aber nicht alle weiterverfolgten Pfade aus einem Zustand stammen dürfen. Die Pfade werden mittels einer Pfadmetrik ausgewählt, deren Berechnung rekursiv erfolgt. Simulationen für eine IFDMA-Übertragung zeigen, dass gegenüber einem optimalen Entzerrer mit getrennt durchgeführter ML-Entzerrung eine beträchtliche Leistungsverbesserung bei reduzierter Komplexität erreicht wird. Der Verlust gegenüber einer optimalen Entzerrung mit angenommener perfekter Kanalschätzung dagegen ist gering.

Die allgemeine Pfadmetrik wertet zur Selektion der Pfade die Empfangssymbole nur bis zum aktuellen Schritt aus. Besonders bei Kanälen mit großer Einflusslänge sind große Teile der Signalenergie nicht in der Metrik enthalten, da die durch den Übertragungskanal verzögerten Anteile erst zu einem späteren Zeitpunkt empfangen werden. Abhilfe bietet die Einführung einer erweiterten Pfadmetrik bestehend aus der allgemeinen Metrik und einem zusätzlichen Term, der die fehlende Signalenergie enthält. Dabei werden für jeden Pfad die nachfolgenden Schritte im Trellis berücksichtigt. Es wird angenommen, dass die nachfolgenden unbekannten Symbole gleichwahrscheinlich auftreten. Diese zusätzlichen Pfadstücke werden nun in die Metrikberechnung einbezogen. Der Berechnungsaufwand der erweiterten Pfadmetrik ist kaum größer als der für die allgemeine Metrik. Wie Simulationen zeigen, lässt sich damit die Anzahl der weiterzuverfolgenden Pfade und folglich die Komplexität ohne Auswirkung auf die Leistungsfähigkeit signifikant reduzieren. Zudem kann bei einer langsam veränderlichen Kanalimpulsantwort die geschätzte Kanalimpulsantwort aus dem vorangegangenen Übertragungsblock übernommen werden. Der hierdurch verursachte Fehler ist kleiner als durch eine neue Schätzung mit einer Trainingssequenz. Die Übernahme ist unkritisch, da die Kanalschätzung im weiteren Verlauf kontinuierlich angepasst wird. Der JCE eignet sich hervorragend zum Einsatz bei IFDMA, kann jedoch auch bei anderen Systemen mit ISI und “a priori” unbekannten Kanalparametern eingesetzt werden.

Anhang A

Spezifikation der GSM-Testkanäle

In [COST207] sind die vier GSM-Testkanäle für die verschiedenen Ausbreitungsgebiete RA, TU, BU und HT spezifiziert. Für den zeitdiskreten Fall sind in den Tabellen A.1 - A.4 die Kanalkoeffizienten $h(l)$, $l = 0, \dots, M_a$, der GSM-Testkanäle RA, TU, BU und HT aufgeführt, wie sie den Simulationen dieser Arbeit zugrunde liegen. Der Übersichtlichkeit wegen wurden nur von Null verschiedene Kanalkoeffizienten eingetragen. Die Anzahl M_a der Kanalkoeffizienten ergibt sich aus

$$M_a = \left\lceil \frac{\tau_{max}}{T_a} \right\rceil, \quad (\text{A.1})$$

wobei die Abtastperiode $T_a = 0,2\mu\text{s}$ beträgt. In den Tabellen sind für jeden Koeffizienten $h(l)$ die Verzögerungszeit $\tau = l \cdot T_a$, der Wert $\mathbf{R}_h(l)$ des zeitdiskreten VLDS und der DLDS-Typ angegeben. Zur Veranschaulichung sind darüber hinaus in Abbildung A.1 die VLDS grafisch sowohl zeitdiskret als auch zeitkontinuierlich dargestellt. Eine ausführliche mathematische Beschreibung der GSM-Testkanäle ist beispielsweise in [COST207, Sor97] zu finden. Die beiden verwendeten DLDS-Typen sind in Abschnitt 3.4.2 beschrieben. Für die Kanalmodellierung gemäß Abschnitt 3.4 werden die Varianzen $\sigma_h^2(l)$ der Kanalkoeffizienten $h(l)$ benötigt. Diese bestimmen sich aus den zeitdiskreten VLDS-Werten und dem Mittelwert $m_h(l)$ gemäß

$$\sigma_h^2(l) = \frac{\mathbf{R}_h(l)}{\sum_{m=0}^{\infty} \mathbf{R}_h(l)} - m_h(l). \quad (\text{A.2})$$

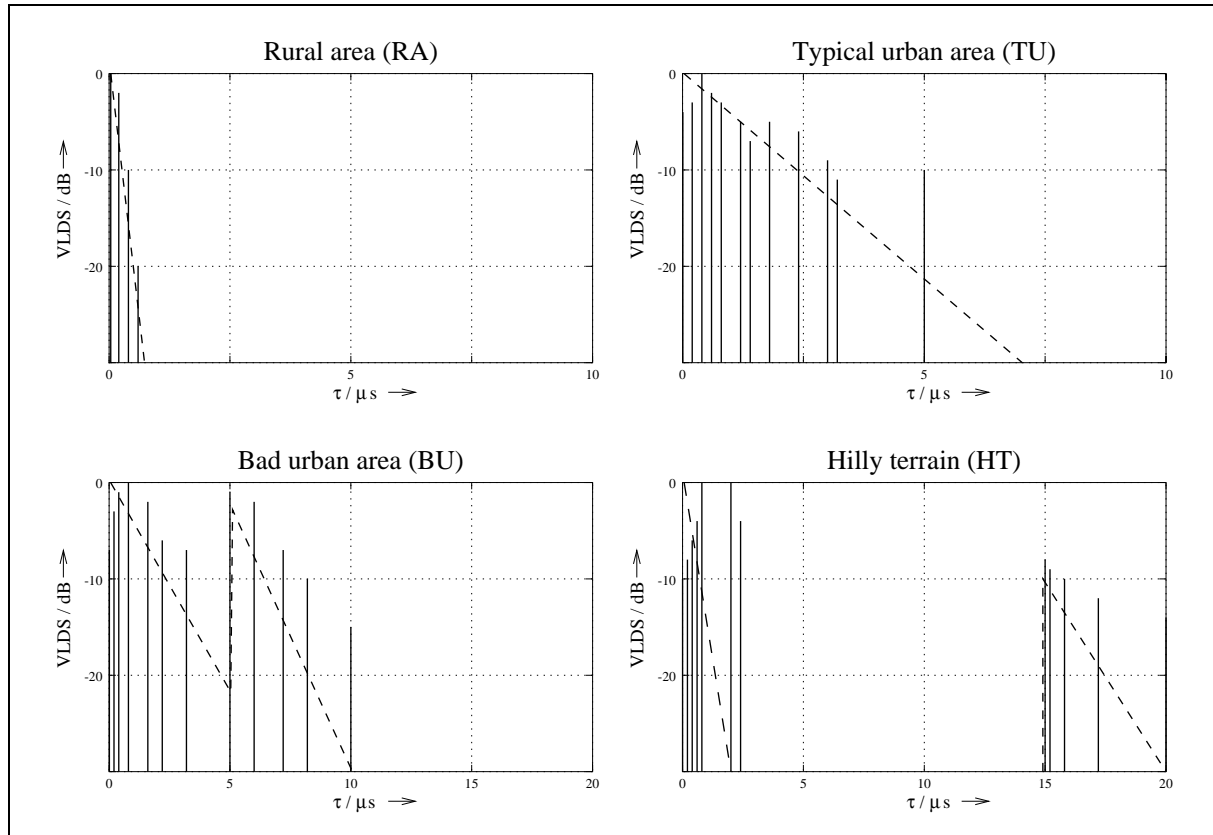


Abbildung A.1: Verzögerungsleistungsdichtespektren (VLDS), zeitdiskret und zeitkontinuierlich (gestrichelt) nach [COST207]

RA-Kanal: $M_a = 3, \tau_{max} = 0,6 \mu s$				
Kanalkoeffizient $h(l)$	Verzögerung $\tau = l \cdot T_a$	VLDS $R_h(l)$ (lin.) [dB]		DLDS
$h(0)$	$0,0 \mu s$	1,00	0	Rice
$h(1)$	$0,2 \mu s$	0,63	-2	klass.
$h(2)$	$0,4 \mu s$	0,10	-10	klass.
$h(3)$	$0,6 \mu s$	0,01	-20	klass.

Tabelle A.1: Spezifikation für GSM-Testkanal RA

TU-Kanal: $M_a = 25$, $\tau_{max} = 5\mu s$				
Kanalkoeffizient $h(l)$	Verzögerung $\tau = l \cdot T_a$	VLDS $\mathbf{R}_h(l)$ (lin.) [dB]		DLDS
$h(0)$	$0, 0\mu s$	0, 40	−4	klass.
$h(1)$	$0, 2\mu s$	0, 50	−3	klass.
$h(2)$	$0, 4\mu s$	1, 00	0	klass.
$h(3)$	$0, 6\mu s$	0, 63	−2	klass.
$h(4)$	$0, 8\mu s$	0, 50	−3	klass.
$h(6)$	$1, 2\mu s$	0, 32	−5	klass.
$h(7)$	$1, 4\mu s$	0, 20	−7	klass.
$h(9)$	$1, 8\mu s$	0, 32	−5	klass.
$h(12)$	$2, 4\mu s$	0, 25	−6	klass.
$h(15)$	$3, 0\mu s$	0, 13	−9	klass.
$h(16)$	$3, 2\mu s$	0, 08	−11	klass.
$h(25)$	$5, 0\mu s$	0, 10	−10	klass.

Tabelle A.2: Spezifikation für GSM-Testkanal TU

BU-Kanal: $M_a = 50$, $\tau_{max} = 10\mu s$				
Kanalkoeffizient $h(l)$	Verzögerung $\tau = l \cdot T_a$	VLDS $\mathbf{R}_h(l)$ (lin.) [dB]		DLDS
$h(0)$	$0, 0\mu s$	0, 20	−4	klass.
$h(1)$	$0, 2\mu s$	0, 50	−3	klass.
$h(2)$	$0, 4\mu s$	0, 79	0	klass.
$h(4)$	$0, 8\mu s$	1, 00	−2	klass.
$h(8)$	$1, 6\mu s$	0, 63	−3	klass.
$h(11)$	$2, 2\mu s$	0, 25	−5	klass.
$h(16)$	$3, 2\mu s$	0, 20	−7	klass.
$h(25)$	$5, 0\mu s$	0, 79	−5	klass.
$h(30)$	$6, 0\mu s$	0, 63	−6	klass.
$h(36)$	$7, 2\mu s$	0, 20	−9	klass.
$h(41)$	$8, 2\mu s$	0, 10	−11	klass.
$h(50)$	$10, 0\mu s$	0, 03	−10	klass.

Tabelle A.3: Spezifikation für GSM-Testkanal BU

HT-Kanal: $M_a = 100$, $\tau_{max} = 20\mu s$				
Kanalkoeffizient $h(l)$	Verzögerung $\tau = l \cdot T_a$	VLDS $\mathbf{R}_h(l)$ (lin.)	[dB]	DLDS
$h(0)$	$0, 0\mu s$	0, 10	-7	klass.
$h(1)$	$0, 2\mu s$	0, 16	-3	klass.
$h(2)$	$0, 4\mu s$	0, 25	-1	klass.
$h(3)$	$0, 6\mu s$	0, 40	0	klass.
$h(4)$	$0, 8\mu s$	1, 00	-2	klass.
$h(10)$	$2, 0\mu s$	1, 00	-6	klass.
$h(12)$	$2, 4\mu s$	0, 40	-7	klass.
$h(75)$	$15, 0\mu s$	0, 16	-1	klass.
$h(76)$	$15, 2\mu s$	0, 13	-2	klass.
$h(79)$	$15, 8\mu s$	0, 10	-7	klass.
$h(86)$	$17, 2\mu s$	0, 06	-10	klass.
$h(100)$	$20, 0\mu s$	0, 04	-15	klass.

Tabelle A.4: Spezifikation für GSM-Testkanal HT

Anhang B

Abkürzungen und Formelzeichen

B.1 Abkürzungen

4G	Vierte Generation
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BU	Bad Urban Area
CDMA	Code-Division Multiple-Access
DFE	Decision Feedback Equalizer
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
DLDS	Dopplerleistungsdichtespektrum
DS-CDMA	Direct-Sequence CDMA
FDMA	Frequency-Division Multiple-Access
FH-CDMA	Frequency-Hopping CDMA
FIR	Finite Impulse Response
GSM	Global System for Mobile Communications
GWSSUS	Gaussian Wide-Sense-Stationary Uncorrelated-Scattering
HT	Hilly Terrain
IFDMA	Interleaved Frequency-Division Multiple-Access
ISI	Intersymbol Interference
JCE	Joint Channel Estimation and Equalization
KS	Kanalschätzung
LOS	Line of Sight
MAI	Multiple-Access Interference
MAP	Maximum a posteriori
MC-CDMA	Multi-Carrier CDMA
MF	Matched-Filter

MFB	Matched-Filter-Bound
ML	Maximum-Likelihood
MSE	Mean-Square-Error
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
RA	Rural Area
RLS	Recursive Least Squares
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TDMA	Time-Division Multiple-Access
TH-CDMA	Time-Hopping CDMA
TU	Typical Urban Area
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
VA	Viterbi-Algorithmus
VLDS	Verzögerungsleistungsdichtespektrum
WLAN	Wireless Local Area Networks

B.2 Notationen, Operatoren

$DFT\{.\}$	Diskrete Fourier-Transformation
$E\{.\}$	Erwartungswert
$gcd\{a, b\}$	Größter gemeinsamer Teiler zweier Integer a, b
$\mathcal{L}(.)$	Log-Likelihood-Funktion
$\Re\{.\}$	Realteil
$sign\{.\}$	Binäre Entscheidung
x_l	Koeffizient des Vektors \mathbf{x}
$x(l)$	Zeitdiskretes Signal
$x(t)$	Zeitkontinuierliches Signal
\mathbf{x}	Vektor $[x_0, x_1, \dots]^T$
$\hat{\mathbf{x}}$	Schätzvektor zu Vektor \mathbf{x}
\mathbf{X}	Matrix
x^*	Konjugiert komplexer Wert zu x
\mathbf{x}^H	Transponiert, konjugiert komplexer Vektor zu \mathbf{x}
\mathbf{x}^T	Transponierter Vektor zu \mathbf{x}
$ \mathbf{x} $	Norm des Vektors \mathbf{x}
$\lfloor x \rfloor$	Größte ganze Zahl kleiner oder gleich x
$\lceil x \rceil$	Kleinste ganze Zahl größer oder gleich x
$\mathbf{x} * \mathbf{y}$	Lineare Faltung zwischen \mathbf{x} und \mathbf{y}
$\mathbf{x} \circledast \mathbf{y}$	Zyklische Faltung zwischen \mathbf{x} und \mathbf{y}
$x \bmod y$	Modulo-Operation

B.3 Lateinische Formelzeichen

$\mathbf{0}$	Nullvektor
$\mathbf{a}^{(i)}$	Koeffizientenvektor des DFE Vor- und Rückkopplungsfilters
$\mathbf{a}_R^{(i)}$	Koeffizientenvektor des DFE Rückkopplungsfilters
$\mathbf{a}_V^{(i)}$	Koeffizientenvektor des DFE Vorfilters
B	Übertragungsbandbreite
B_s	Bandbreite der Symbolfolge \mathbf{d}
B_T	Bandbreite einer Trägerfrequenz
B_u	Übertragungsbandbreite eines Nutzers
B_z	Nutzbare Bandbreite in der Mobilfunkzelle z
$c_l^{(i)}$	Chip des IFDMA-Vektors $\mathbf{c}^{(i)}$
$c(t)$	Zeitkontinuierliches IFDMA-Signal
$c_s^{(i)}(t)$	Spreadingcode des Nutzers i (CDMA)
$\mathbf{c}^{(i)}$	IFDMA-Vektor des Nutzers i
$C_k^{(i)}$	Spektralwert des Vektors $DFT\{\mathbf{c}^{(i)}\}$
\mathbf{C}_h	Kovarianzmatrix der Kanalkoeffizienten
\mathbf{C}_n	Kovarianzmatrix der Rauschkoeffizienten
$\tilde{\mathbf{C}}_n$	Teilmatrix von \mathbf{C}_n
$d_q^{(i)}$	Informationssymbol, Koeffizient des Vektors $\mathbf{d}^{(i)}$
$\hat{d}_q^{(i)}$	Schätzwert für das Symbol $d_q^{(i)}$
$\tilde{d}_q^{(i)}$	Schätzwert vor der Detektion (DFE)
\check{d}_i	Stochastisches Informationssymbol
$d(t)$	Zeitkontinuierliches Signal der Informationssymbole
$\mathbf{d}^{(i)}$	Symbolvektor des Nutzers i
$\mathbf{d}^{(i,p)}$	Vektor der Symbolhypothesen des Nutzers i (ML-Detektion)
$\mathbf{d}^{(k)}$	Vektor der letzten $M + 1$ Symbolhypothesen im Schritt k
$\mathbf{d}_{L_t}^{(k)}$	Gesamter Vektor der Symbolhypothesen im Schritt k
$\mathbf{d}_{L_t}^{(k+M)}$	Erweiterter Vektor der Symbolhypothesen um stochastische Symbole
$\hat{\mathbf{d}}^{(i)}$	Schätzvektor für den Vektor $\mathbf{d}^{(i)}$
D	Mehrwegegewinn
$D_k^{(i)}$	Spektralwert des Vektors $DFT\{\mathbf{d}^{(i)}\}$
$\mathbf{D}^{(k)}$	Matrix der Informationssymbole
$\hat{\mathbf{D}}^{(k)}$	Geschätzte Symbolmatrix für die Matrix $\mathbf{D}^{(k)}$
$\mathbf{ID}^{(k)}$	Hilfsmatrix für die Herleitung der rekursiven Metrikberechnung (JCE)
$e^{(k k-1)}$	”A priori” Schätzfehler
$e^{(k k)}$	”A posteriori” Schätzfehler
E_b	Mittlere empfangene Signalenergie pro binärem Symbol
f	Frequenzvariable

f_c	Trägerfrequenz
f_D	Dopplerfrequenz
$f_{D_{max}}$	Maximale Dopplerfrequenz
$f_D(n, l)$	Nach DLDS verteilte Dopplerfrequenzen
Δf	Trägerfrequenzabstand
$(\Delta f)_c$	Kohärenzbandbreite
Δf_{set}	Abstand zwischen den Trägerfrequenzen eines Nutzers
$F_c(jf)$	Fourier-Transformierte zu $c(t)$
$F_d(jf)$	Fourier-Transformierte zu $d(t)$
F_D	Dopplerverbreiterung
$\mathbf{g}^{(k)}$	Kalman-Verstärkung
G	Spreizfaktor
$h_l^{(i)}$	Kanalkoeffizient des Vektors $\mathbf{h}^{(i)}$, Abtastperiode T_c
$\tilde{h}_q^{(i)}$	Koeffizient des modifizierten Kanalvektors $\tilde{\mathbf{h}}^{(i)}$
$h(l)$	Zeitdiskrete Kanalimpulsantwort unabhängig vom Beobachtungszeitpunkt
$h(l, m)$	Zeitdiskrete Kanalimpulsantwort, Abtastperiode T_a
$h(t, \tau)$	Zeitkontinuierliche Kanalimpulsantwort
$h_{ges}(t, \tau)$	Impulsantwort des Systems aus Kanal, Sende- und Empfangsfilter
$\mathbf{h}^{(i)}$	Vektor der Kanalimpulsantwort des Nutzers i
$\tilde{\mathbf{h}}^{(i)}$	Modifizierter Vektor der Kanalimpulsantwort des Nutzers i
$\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$	Schätzvektor der Kanalimpulsantwort im Schritt k
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
K_R	Länge des DFE Rückkopplungsfilters
K_V	Länge des DFE Vorfilters
$\mathbf{K}^{(k)}$	“Predicted state-error correlation matrix”
L	Anzahl der Wiederholungen des komprimierten Symbolblocks
L_c	Länge des IFDMA-Vektors
L_s	Länge des Spreizungscodes (CDMA)
L_t	Länge der Trainingssequenz
L_Δ	Anzahl der Wiederholungen des Symbolblocks im Schutzintervall
$m_h(l)$	Mittelwert der Zufallsvariablen $h(l)$
M	Gedächtnislänge der zeitdiskreten Kanalimpulsantwort, Abtastperiode T_c
M_a	Gedächtnislänge der zeitdiskreten Kanalimpulsantwort, Abtastperiode T_a
n_l	Zeitdiskreter Koeffizient des Rauschvektors \mathbf{n}
$n(l)$	Zeitdiskreter Rauschprozess (AWGN)
$n(t)$	Zeitkontinuierlicher Rauschprozess (AWGN)
\mathbf{n}	Rauschvektor
$\tilde{\mathbf{n}}$	Modifizierter Rauschvektor
N	Anzahl der interferierenden Symbole

N_0	Einseitige spektrale Leistungsdichte des AWGN
N_b	Maximale Anzahl beibehaltener Pfade
N_{bS}	Maximale Anzahl beibehaltener Pfade in jedem Zustand S
N_c	Anzahl der Funkzellen innerhalb eines Clusters
N_E	Anzahl der Echos mit gleicher Verzögerungszeit
N_p	Anzahl möglicher Symbolvektoren bei ML-Detektion
N_u	Maximale Anzahl aktiver Nutzer
$P_b(\gamma_b)$	Bitfehlerrate (BER) in Abhängigkeit des SNR
Q	Symbolblocklänge
Q_c	Symbolblocklänge in Funkzelle c
Q_z	Symbolblocklänge in Funkzelle z
$r_q^{(i)}$	Demoduliertes Empfangssymbol, Koeffizient des Vektors $\mathbf{r}^{(i)}$
$\mathbf{r}^{(i)}$	Demodulierter Empfangsvektor des Nutzers i
$\mathbf{r}^{(i j)}$	Demodulierter Empfangsvektor zu $\mathbf{y}^{(i j)}$
$\mathbf{r}^{(i,p)}$	Demodulierter Empfangsvektor zum möglichen gesendeten Symbolvektor $\mathbf{d}^{(i,p)}$
$\mathbf{r}^{(k)}$	Demodulierter Empfangsvektor im Schritt k (JCE)
R_s	Symbolrate
$\mathbf{R}_h(m)$	VLDS
$\mathbf{R}_H(f_D)$	DLDS
$s_l^{(i)}$	Koeffizient des Phasenvektors $\mathbf{s}^{(i)}$
$s(t)$	Sendeimpuls
$s_{ges}(t)$	Impulsantwort des Sende- und Empfangsfilters
$\mathbf{s}^{(i)}$	Phasenvektor des Nutzers i
S_i	Zustand i im Diagramm (JCE)
t	Beobachtungszeitpunkt
$(\Delta t)_c$	Kohärenzzeit
T	Blockdauer
T_a	Abtastperiode
T_{at}	Abtastperiode für die Beobachtungszeit
$T_{a\tau}$	Abtastperiode für die Verzögerungszeit
T_c	Chipdauer
T_{fr}	Dauer eines Zeitrahmens
T_M	Mehrwegeverbreiterung
T_s	Symboldauer
T_u	Zeitschlitz eines Nutzers
T_Δ	Dauer des Schutzintervalls
v	Relative Geschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger
$\mathbf{v}^{(k)}$	Hilfsvektor für die Herleitung der rekursiven Metrikberechnung (JCE)
$x_l^{(i)}$	Sendechip, Koeffizient des Vektors $\mathbf{x}^{(i)}$

$x(l)$	Zeitdiskretes Sendesignal für $t = l \cdot T_a$
$x(t)$	Zeitkontinuierliches Sendesignal
$\mathbf{x}^{(i)}$	Sendevektor des Nutzers i
X_l	Diskretes Frequenzsignal (MC-CDMA)
$y_l^{(i)}$	Empfangschip, Koeffizient des Vektors $\mathbf{y}^{(i)}$
$y(l)$	Zeitdiskretes Empfangssignal für $t = l \cdot T_a$
$y(t)$	Zeitkontinuierliches Empfangssignal
\mathbf{y}	Gesamter Empfangsvektor aller aktiver Nutzer
$\mathbf{y}^{(i)}$	Empfangsvektor des Nutzers i
$\mathbf{y}^{(i j)}$	Empfangsvektor des Nutzers i überlagert von $\mathbf{y}^{(j)}$

B.4 Griechische Formelzeichen

γ_b	Signal-Rausch-Abstand (SNR)
$\delta^{(k)}$	Zusätzlicher Term der erweiterten Pfadmetrik im Schritt k
ε	Maß des Einfluss der übernommenen Kanalschätzung
$\theta(n, m)$	Gleichverteilte Phase
$\Lambda^{(k)}$	Pfadmetrik im Schritt k
$\tilde{\Lambda}^{(k)}$	Erweiterte Pfadmetrik im Schritt k
$\sigma^2(n_i)$	Varianz des Rauschens
$\sigma_h^2(l)$	Varianz der Zufallsvariablen $h(l)$
τ	Verzögerungszeit
$\tau_{i_{max}}$	Maximale zeitliche Verschiebung der Nutzersignale zueinander
τ_{max}	Maximale Laufzeitverzögerung des Übertragungskanals
$\Phi^{(i)}$	Teilnehmerabhängige Phase
$\Phi_c^{(i)}$	Teilnehmerabhängige Phase in Funkzelle c
$\Phi_z^{(j)}$	Teilnehmerabhängige Phase in Funkzelle z
$\psi_{m,k}^{(i)}$	Koeffizienten der Matrix $\Psi^{(i)}$
$\Psi^{(i)}$	Matrix zur Berechnung der DFE-Filterkoeffizienten

Literaturverzeichnis

- [BaF94] Baier, A.; Fiebig, U.-C.; Granzow, W.; Koch, W.; Teder, P.; Thielecke, J.: *“Design Study for a CDMA-Based Third-Generation Mobile Radio System”*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Bd. 12 (1994), Nr. 4, S. 733-743
- [BeG92] Benelli, G.; Garzelli, A.; Salvi, F.: *“Simplified Viterbi Processors for the GSM Pan-European Cellular Communication System”*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Bd. 43 (1992), Nr. 4, S. 870-877
- [Bel63] Bello, P.A.: *“Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels”*, IEEE Transactions on Communications, Bd. 11 (1963), S. 360-393
- [Bel64] Bello, P.A.: *“Time-Frequency Duality”*, IEEE Transactions on Information Theory, Bd. 10 (1964), S. 87-101
- [Bos98] Bossert, M.: *“Kanalcodierung”*, Stuttgart: Teubner 1998
- [BrS83] Bronstein, I.N.; Semendjajew, K.A.: *“Taschenbuch der Mathematik”*, Leipzig: Teubner 1979
- [COST207] Commission of the European Communities: *“Digital land mobile radio communications-COST207”* Final report. Luxemburg: Office for Official Publications of the European Communities, 1989
- [Cox73] Cox, D.C.: *“910 MHz Urban Mobile Radio Propagation: Multipath Characteristics in New York City”*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Bd. 22 (1973), Nr. 4, S. 104-110
- [DaB96] David, K.; Benkner, T.: *“Digitale Mobilfunksysteme”*, Stuttgart: Teubner 1996
- [DeK99] De Broeck, I.; Kullmann, M.; Sorger, U.: *“Reduced State Equalizer with Continuously Adapted Channel Estimation”*, Workshop Proceedings of the IEEE International Symposium on Wireless Communications (ISWC'99), Victoria, B.C. (Kanada), Juni 1999, S. 77-78

- [DeS97] De Broeck, I.; Schnell, M.; Sorger, U.: "*Betrachtungen zum Mehrwegegewinn für Interleaved FDMA*", Spread-Spectrum Workshop, Universität Erlangen-Nürnberg, Oktober 1997
- [DKS99] De Broeck, I.; Kullmann, M.; Sorger, U.: "*Reduced State Joint Channel Estimation and Equalization*", Proc. of 2nd Int. Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum, Oberpfaffenhofen, Sept. 1999, veröffentlicht bei Kluwer Academic Publishers
- [Dor97] Dorsch, B.: "*Codierung zur Fehlerkorrektur*", Vorlesungsskriptum, Technische Universität Darmstadt, 1997
- [FaK95] Fazel, K.; Kaiser, S.; Robertson, P.; Ruf, M.J.: "*A Concept of Digital Terrestrial Television Broadcasting*", Wireless Personal Communications, Bd. 2 (1995), Nr. 1 & 2, S. 9-27
- [Faz93] Fazel, K.: "*Performance of CDMA/OFDM for Mobile Communication System*", Conf. Proc. of the 2nd IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC'93), Ottawa, Kanada, Oktober 1993, S. 975-979
- [Fli91] Fliege, N.: "*Systemtheorie*", Stuttgart: Teubner 1991
- [For73] Forney, G.D.: "*The Viterbi-Algorithm*", Proceedings of the IEEE, Bd. 61 (1973), Nr. 3, S. 268-278
- [Gra98] Grava, A.: "*Implementierung und Analyse entscheidungsrückgekoppelter Entzerrer für IFDMA*", Diplomarbeit, Technische Universität Darmstadt, April 1998
- [Hay86] Haykin, S.: "*Adaptive Filter Theory*", 1. Auflage, Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall 1986
- [Hay88] Haykin, S.: "*Digital Communications*", New York: John Wiley & Sons Inc. 1988
- [Hoe90] Höher, P.: "*Kohärenter Empfang trelliscodierter PSK-Signale auf frequenzselektiven Mobilfunkkanälen - Entzerrung, Decodierung und Kanalparameterschätzung*", Dissertation, Universität Kaiserslautern, Juli 1990; erschienen in Fortschrittsberichte VDI, Reihe 10, Nr. 147, Düsseldorf: VDI-Verlag 1990
- [Hub92] Huber, J.: "*Trelliscodierung*", Berlin: Springer-Verlag 1992
- [Jak74] Jakes, W.C.: "*Microwave mobile communications*", New York: John Wiley & Sons Inc. 1974
- [Joh91] Johnson, J.R.: "*Digitale Signalverarbeitung*", 1. Auflage, München, Wien: Hanser 1991

- [Jun97] Jung, P.: *“Analyse und Entwurf digitaler Mobilfunksysteme”*, Stuttgart: Teubner 1997
- [Kam96] Kammeyer, K. D.: *“Nachrichtenübertragung”*, Stuttgart: Teubner 1996
- [Kul99] Kullmann, M.: *“Implementierung und Analyse kombinierter Kanalschätzung und Entzerrung für IFDMA”*, Studienarbeit, Technische Universität Darmstadt, April 1999
- [Lee82] Lee, W.C.Y.: *“Mobile Communications Engineering”*, New York: McGraw-Hill 1982
- [MaW86] Ma, H.H.; Wolf, J.K.: *“On Tail Biting Convolutional Codes”*, IEEE Transactions on Communications, Bd. 34 (1986), Nr. 2, S. 104-111
- [Pap91] Papoulis, A.: *“Probability, Random Variables, and Stochastic Processes”*, 3. Auflage, New York: McGraw-Hill Inc. 1991
- [Pro89] Proakis, J.G.: *“Digital Communications”*, 2. Auflage, New York: McGraw-Hill Inc. 1989
- [Qua92] Qualcomm, Inc.: *“Proposed EIA/TIA Interim Standard: Wideband Spread Spectrum Digital Cellular System Dual-Mode Mobile Station-Base Station Compatibility Standard (IS-95)”*, Qualcomm, Inc., San Diego 1992
- [Qur85] Qureshi, S.U.H.: *“Adaptive Equalization”*, Proceedings of the IEEE, Bd. 73 (1985) Nr. 9, S. 1349-1387
- [Sal67] Saltzberg, B.R.: *“Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System”*, IEEE Trans. Communication Technology, Bd. 15 (1967), Nr. 6, S. 805-813
- [Sch89] Schulze, H.: *“Stochastische Modelle und digitale Simulation von Mobilfunkkanälen”*, Kleinheubacher Berichte 32, 1989, S. 473-483
- [Scm97] Schnell, M.: *“Systeminhärente Störungen bei “Spread-Spectrum“-Vielfachzugriffsverfahren für die Mobilfunkübertragung”*, Dissertation, Universität Gesamthochschule Essen, Juni 1997; erschienen in Fortschrittberichte VDI, Reihe 10, Nr. 505, Düsseldorf: VDI-Verlag 1997
- [SDS99] Schnell, M.; De Broeck, I.; Sorger, U.: *“A Promising New Wideband Multiple-Access Scheme for Future Mobile Communications Systems”*, European Transactions on Telecommunications (ETT), Vol. 10 (Juli/Aug. 1999), Nr. 4, S. 417-427
- [SiO94] Simon, M.K.; Omura, J.K.; Scholtz, R.A.; Levitt, B.K.: *“Spread Spectrum Communications Handbook”*, New York: McGraw-Hill Inc. 1994

- [SmD98] Schnell, M.; De Broeck, I.: "*Application of IFDMA to Mobile Radio Transmission*", Conf. Proc. of the IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC'98), Florenz (Italien), Oktober 1998, S. 1267-1272
- [SmD99] Schnell, M.; De Broeck, I.: "*Interleaved FDMA: Equalization and Coded Performance in Mobile Radio Applications*", Conf. Proc. of the IEEE International Conference on Communications (ICC'99), Vancouver, B.C. (Kanada), Juni 1999, S. 1939-1944
- [SmK96] Schnell, M.; Kaiser, S.: "*Diversity Considerations for MC-CDMA Systems in Mobile Communications*", Conf. Proc. of the 4th IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'96), Mainz, September 1996, S. 131-135
- [SoD97] Sorger, U.; De Broeck, I.; Schnell, M.: "*Interleaved FDMA - A New Spread-Spectrum Multiple-Access Scheme*", Proc. of 1st Int. Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum, Oberpfaffenhofen, April 1997, veröffentlicht bei Kluwer Academic Publishers, S. 111-118
- [SoD98] Sorger, U.; De Broeck, I.; Schnell, M.: "*Interleaved FDMA - A New Spread-Spectrum Multiple-Access Scheme*", Conf. Proc. of the IEEE Int. Conference on Communications (ICC'98), Atlanta, Georgia (USA), Juni 1998, S. 1013-1017
- [Sor96] Sorger, U.: "*Interleaved FDMA*", Spread-Spectrum Workshop, DLR Oberpfaffenhofen, Oktober 1996
- [Sor97] Sorger, U.: "*Mobile Kommunikation*", Vorlesungsskriptum, Technische Universität Darmstadt, 1997
- [Ste94] Steele, R.: "*Mobile Radio Communications*", 2. Auflage, London: Pentech Press 1994
- [Trä98] Träger, J.: "*Kombinierte Kanalschätzung und Decodierung für Mobilfunkkanäle*", Dissertation, Technische Universität Darmstadt, Juli 1998; erschienen in Berichte aus der Kommunikationstechnik, Aachen: Shaker Verlag 1998
- [Unb97] Unbehauen, R.: "*Systemtheorie*", 7. Auflage, München, Wien: R. Oldenbourg Verlag 1997
- [UrS94] Urie, A.; Streeton, M.; Mourot, C.: "*An Advanced TDMA Mobile Access System for UMTS*", Conf. Proc. of the 5th IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC'94), Den Haag, Niederland, September 1994, S. 685-690

- [Vit67] Viterbi, A.J.: *“Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm”*, IEEE Transactions on Information Theory, Bd. 13 (1967), Nr. 2, S. 260-269
- [WaB89] Wang, Q.; Bhargava, V.K.: *“An Efficient Maximum Likelihood Decoding Algorithm for Generalized Tail Biting Convolutional Codes Including Quasicyclic Codes”*, IEEE Transactions on Communications, Bd. 37 (1989), Nr. 8, S. 875-879
- [WeE71] Weinstein, S.B.; Ebert, P.M.: *“Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform”*, IEEE Transactions on Communication Technology, Bd. 19 (1971), Nr. 5, S. 628-634
- [Wha71] Whalen, A.D.: *“Detection of Signals in Noise”*, San Diego: Academic Press 1971
- [YeL93] Yee, N.; Linnartz, J.-P.; Fettweis, G.: *“Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks”*, Conf. Proc. of the 4th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC’93), Yokohama, Japan, September 1993, S. 109-113